SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

9

L. 1000

SETTEMBRE '76 RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

Di che colore è la fedeltà?

Di tutti i colori!

microfoni per registratori

Microfono per registratori « Philips »
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-50

Microfono per registratori « Castelli » S305 - 1005 - 1030 1030FM
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-62

Microfono per registratori « Castelli » S2002 - S2005 - S3000 S4000R
Completo di 1 m di cavo schermato, di interruttore e presa Castelli
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—79 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
200 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni: 65x19x137
« Self-Service »

QQ/0174-64

Microfono per registratori « Telefunken »
Completo di 1 m di cavo schermato, di spinotto jack
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-66

Microfono per registratori « Hitachi »
Completo di 1 m di cavo schermato, di interruttore e 2 spinotti jack
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

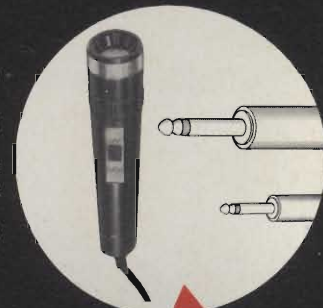
QQ/0174-68

Microfono magnetodinamico Per registratori "Sony,,
Campo di frequenza:
100÷12000 Hz
Sensibilità:
-78 dB (a 1 KHz)
Impedenza: 200 Ω

QQ/0174-70

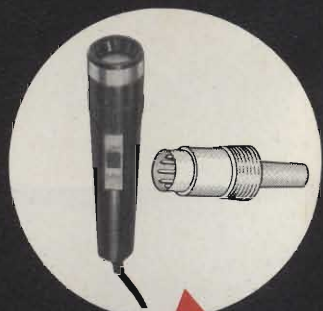
Microfono per radioregistratori « Philips »
Tipo: elettrodinamico omnidirezionale
Sensibilità:
0,20 mV/μbar
Campo di frequenza:
150 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 0 Ω
Dimensioni: Ø 20x125
« Self-Service »

QQ/0174-52

Microfono per registratori « Lesa »
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-54

Microfono per registratori giapponesi
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x120
« Self-Service »

QQ/0174-56

Microfono per registratori « Grundig »
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-58

Microfono per registratori « Europhon »
Tipo: magnetodinamico
Sensibilità:
—78 dB (a 1 kHz)
Campo di frequenza:
100 ÷ 10.000 Hz
Impedenza: 200 Ω
Dimensioni:
Ø 20,8x136
« Self-Service »

QQ/0174-60

Editore: J.C.E

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI — Settembre 1976

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

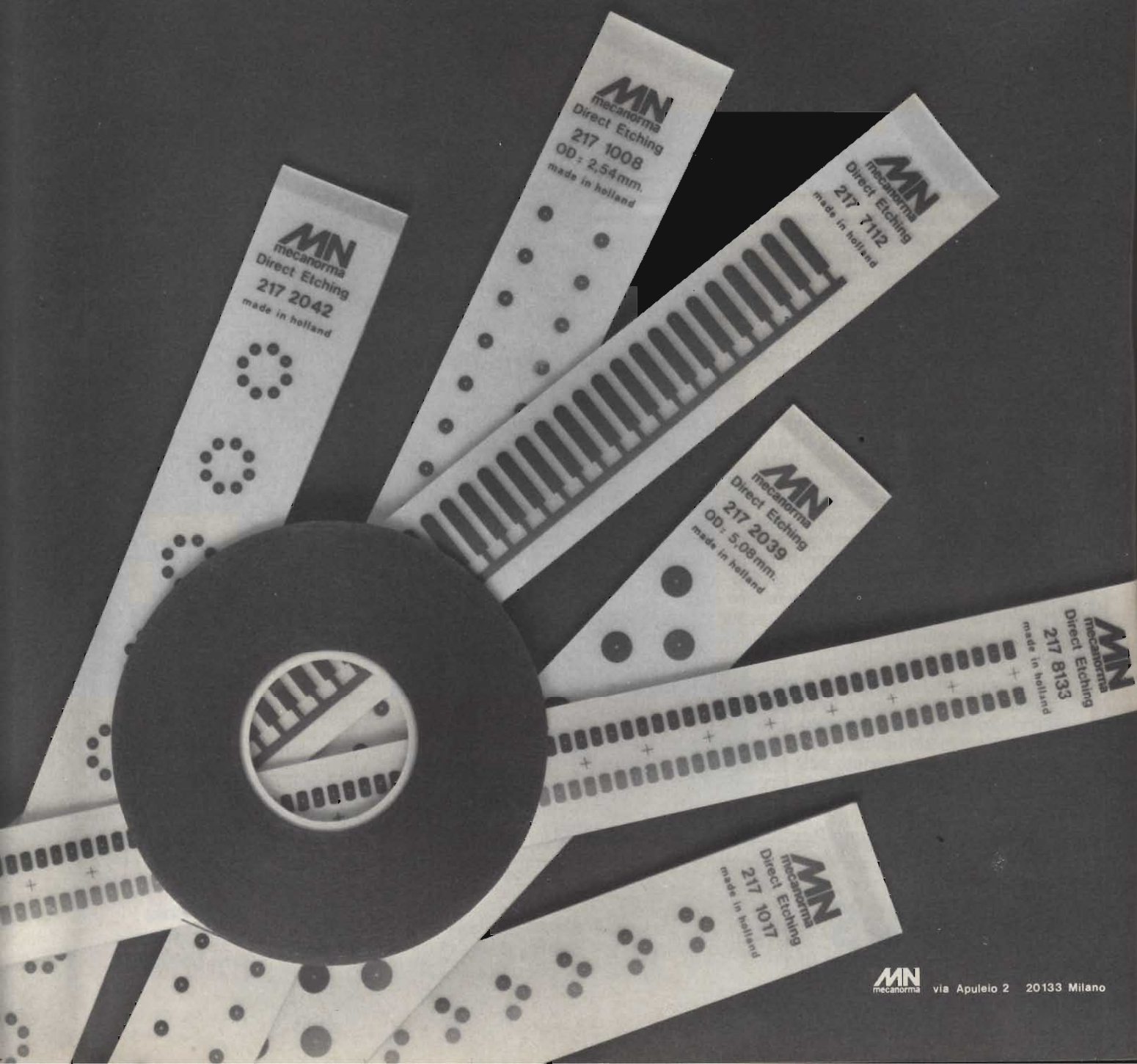
INSERZIONISTI:

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

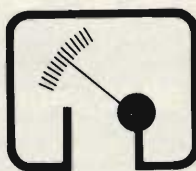
Editore: **J.C.E.**
Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI
Direttore tecnico
PIERO SOATI
Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA
Vice capo redattore
ROBERTO SANTINI
Redazione
GIANNI DE TOMASI
MASSIMO PALTRINIERI
IVANA MENEGARDO
FRANCESCA DI FIORE
Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI
DINO BORTOLOSSI
Laboratorio
ANGELO CATTANEO
Contabilità
FRANCO MANCINI
MARIELLA LUCIANO
Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI
PATRIZIA GHIONI
Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.zza S. Marco, 1
20121 MILANO - Tel. (02) 666.552
Collaboratori
Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini
Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi
Italo Mason - Aldo Prizzi
Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini
Direzione, Redazione:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641
Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17-11-73
Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.000
Per l'Estero L. 14.000
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

mecanorma electronic system

a impressione diretta su rame

ECCO il nuovo tester

- Formato tascabile (130 x 105 x 35 mm)
- Custodia e gruppo mobile antiurto
- Galvanometro a magnete centrale
  Angolo di deflessione 110° - Cl. 1,5
- Sensibilità 20 kΩ/V≅ - 50 kΩ/V≅ - 1 MΩ/V≅
- Precisione AV = 2% - AV~ 3%
- VERSIONE USI con iniettore di segnali 1 kHz - 500 MHz il segnale è modulato in fase, ampiezza e frequenza
- Semplicità nell'impiego: 1 commutatore e 1 deviatore
- Componenti tedeschi di alta precisione
- Apparecchi completi di astuccio e puntali

RIPARARE IL TESTER = DO IT YOURSELF

Il primo e l'unico apparecchio sul mercato composto di 4 elementi di semplicissimo assemblaggio (Strumento, pannello, piastra circuito stampato e scatola). In caso di guasto basta un giravite per sostituire il componente difettoso.

MISELCO Snc., - VIA MONTE GRAPPA, 94 - 31050 BARBISANO (TV)

TESTER 20 — 20 kΩ/V≅
TESTER 20 (USI) — 20 kΩ/V≅
V = 100 mV ...1 kV (30 kV) / V~ 10 V ...1 kV
A = 50 μA ...10 A / A~ 3 mA ...10 A
Ω = 0,5Ω ... 10 MΩ / dB - 10 ...+61 / μF 100 nF - 100 μF
Caduta di tensione 50 μA = 100 mV, 10 A = 500 mV

TESTER 50 — 50 kΩ/V≅
TESTER 50 (USI) — 50 kΩ/V≅
V = 150 mV ...1 kV (6 kV - 30 kV)/V~ 10 V ...1 kV (6 kV)
A = 20 μA ...3 A, A ~ 3 mA ...3 A
Ω = 0,5Ω ...10 MΩ / dB - 10 ...+61 / μF 100 nF - 100 μF
Caduta di tensione 20 μA = 150 mV / 3 A = 750 mV

MISELCO IN EUROPA

GERMANIA : Jean Amato - Geretsried
OLANDA : Teragram - Maarn
BELGIO : Arabel - Bruxelles
FRANCIA : Franclair - Paris
SVIZZERA : Buttschardt AG - Basel
AUSTRIA : Franz Krammer - Wien
DANIMARCA
SVEZIA : Dansk Radio - Kopenhagen
NORVEGIA

MISELCO NEL MONDO

Più di 25 importatori e agenti nel mondo

ELECTRONIC — 1 MΩ/V≃
ELECTRONIC (USI) — 1 MΩ/V≃
V = 3 mV ...1 kV (3 kV - 30 kV), V~ 3 mV ...1 kV (3 kV)
A = 1 μA ...1 A, A~ 1 μA ...1 A
Ω = 0,5Ω ...100 MΩ / dB - 70 ...+61/μF 50 nF ...1000 μF
Caduta di tensione 1 μA - 1 A = 3 mV

ELECTROTESTER 20 kΩ/V≅
per l'elettronico e
per l'elettricista
V = 100 mV ...1 kV (30 kV), V~ 10 V ...1 kV
A = 50 μA ...30 A, A~ 3 mA ...30 A
Ω = 0,5Ω ...1 MΩ / dB - 10 ...+61 / μF 100 nF - 1000 μF
Cercafase & prova circuiti

MISELCO IN ITALIA

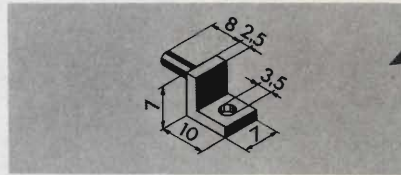
LOMBARDIA-TRENTINO : F.lli Dessy - Milano
PIEMONTE : G. Vassallo - Torino
LIGURIA : G. Casiroli - Torino
EMILIA-ROMAGNA- Dott Enzo Dall'Olio
TOSCANA-UMBRIA : Firenze
LAZIO : A. Casali - Roma
VENETO : E. Mazzanti - Padova
CAMPANIA-CALABRIA : A. Ricci - Napoli
PUGLIA-LUCANIA : G. Galantino - Bari
MARCHE-ABRUZZO-MOLISE : U. Facciolo - Ancona

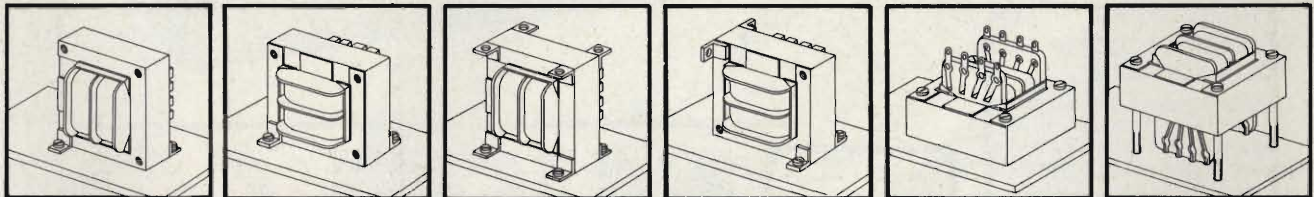
Trasformatori di alimentazione 10VA

DESCRIZIONE

Due o quattro squadrette in nylon rinforzato (fornite nella confezione) inserite nei fori previsti nel pacco del trasformatore, consentono di superare brillantemente tutti i problemi di fissaggio. Esse conferiscono al trasformatore una notevole flessibilità d'impiego, rendendolo adatto a tutte le esigenze di spazio.
Nelle sei figure sono illustrate alcune delle più tipiche soluzioni.
Per il fissaggio con più piedini sono disponibili a parte squadrette in nylon rinforzato con fibra di vetro:
codice G.B.C. GA/4010-00.

MATERIALI

Esecuzioni a giorno
Pacco lamellare verniciato nero opaco
Rocchetto in fibra di vetro
Impregnazione totale
Isolamento classe B
Terminali in ottone stagnato

DATI TECNICI	SERIE 10 VA
Potenza nominale secondaria	10 VA
Rigidità dielettrica	
tra primario e secondario (per 60")	5.000 Vc.a.
tra primario + secondario e massa (per 60")	5.000 Vc.a.
Sovratemperatura con carico nominale	~ 15°C
Caduta di tensione Vuoto/Carico	~ 10 %
Sovratensione max (in servizio continuo)	10 %
Sovraccarico max (in servizio continuo) con tensione nominale d'ingresso	10 %
Corrente primaria a vuoto	~ 30 mA
Ferro laminato a freddo	Unel 19
Peso	400 g

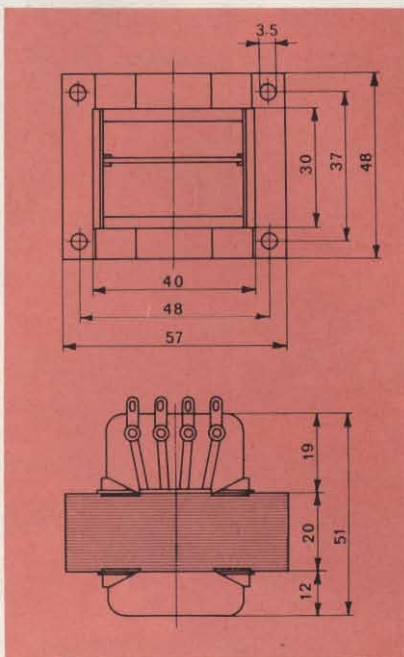
in vendita presso tutte le sedi

Posizione 1

Posizione 2

Posizione 3

Posizione 4

Posizione 5

Posizione 6

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V. e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3734-00	110 V 220 V	110 V 220 V indic. rosso	110 V 220 V
HT/3734-01	110 V 220 V	6 V 1,6 A 6 V 0,8 A 6 V 0,8 A 2x6 Vct 0,8 A	6 V 1,6 A 2x6V c.t. 0,8 A
HT/3734-02	110 V 220 V	12 V 0,8 A 12 V 0,4 A 12 V 0,4 A 2x12 Vct 0,4 A	12 V 0,8 A 2x12V c.t. 0,4 A
HT/3734-03	110 V 220 V	24 V 0,4 A 24 V 0,2 A 24 V 0,2 A 2x24 Vct 0,2 A	24 V 0,4 A 2x24V c.t. 0,2 A
HT/3734-04	110 V 220 V	6 V 0,55 A 12 V 0,55 A 18 V 0,55 A	6 V 0,55 A 12 V 0,55 A 18 V 0,55 A
HT/3734-05	110 V 220 V	6 V 0,33 A 24 V 0,33 A 30 V 0,33 A	6 V 0,33 A 24 V 0,33 A 30 V 0,33 A
HT/3734-06	110 V 220 V	9 V 1,1 A 9 V 0,55 A 9 V 0,55 A 2x9 Vct 0,55 A	9 V 1,1 A 2x9V c.t. 0,55 A

sinclair

Project 80
una nuova linea modulare per un HI·FI di prestigio

Caratteristiche di completa alta fedeltà - facile costruzione modulare del complesso, estensibile ad un completo sistema quadrifonico

Sino ad ora se si desiderava migliorare la qualità del suono si era di fronte al problema di scartare l'esistente amplificatore e cominciare da zero. Ora non più.

Project 80 si ingrandisce un poco alla volta.

Si inizia con un amplificatore mono RMS 12 W non troppo caro ma di buona qualità, magari inserito nella base di un giradischi.

Con l'aggiunta di un altro modulo Z 40 si ottiene l'effetto stereo.

Il successivo passo logico sarebbe l'aggiunta dell'unità pre-amplificatrice, che permette una grande varietà di alimentazioni ed ha comandi per volume, bass e treble.

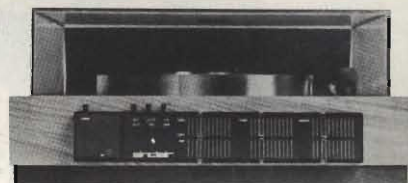
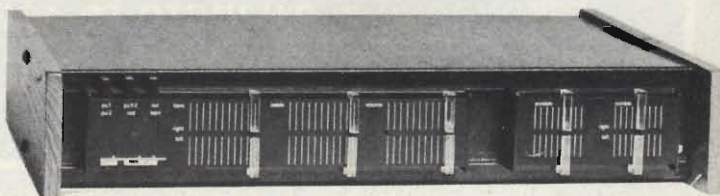
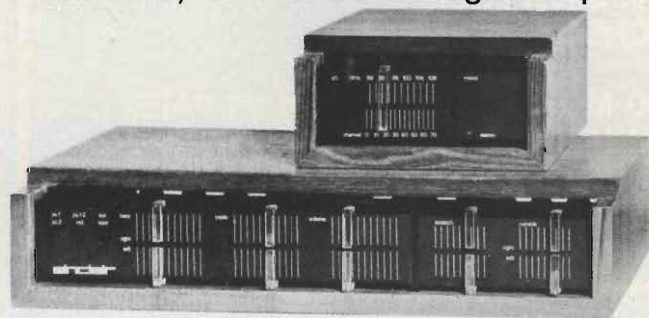
Questa aggiunta permette anche di migliorare il livello sonoro, poichè è dotata di ingresso per cartuccia magnetica a basso livello di tensione.

Il risultato può essere migliorato ulteriormente sostituendo agli Z 40 i moduli Z 60, che possono fornire una potenza di 25 Watt RMS; due Z 60 collegati a ponte, sono in grado di erogare 30 W RMS per canale.

Ci sarebbero ancora molte aggiunte per migliorare il vostro impianto: Un filtro rumble/scratch, che migliorerà in modo incredibile l'ascolto di vecchi dischi consumati, aiuterà anche ad eliminare il rumble causato talvolta da un giradischi dalle scarse prestazioni, e l'ascolto di un sintonizzatore FM, che riprodurrà superbamente le trasmissioni VHF e che, insieme ad un decoder, riprodurrà le trasmissioni in stereofonia.

In questo modo si otterrà un amplificatore sintonizzatore stereo di prima qualità, paragonabile ai migliori complessi in vendita a prezzi molto superiori; non solo ma si avrà anche un complesso costruito con le proprie mani, quindi di maggior vanto.

Trasformazione da stereo in quadrifonico? Niente di più facile

Basta aggiungere il decodificatore qudrifonico Project 80 (basato sul sistema CBS "SQ"), un alimentatore ed ecco un perfetto sistema audio.

PRE-AMPLIFICATORE PROJECT 80

Lo stereo 80, come gli altri project 80, viene fissato tramite viti. Tutti i componenti elettronici sono contenuti in un pannello frontale dello spessore di 2 cm. circa.
I fili di collegamento non sono visibili. Nello stereo 80 ogni canale ha comandi a cursore indipendenti di tono e volume, ottenendo così un ottimo adattamento acustico, conforme a qualsiasi ambiente.
Ingressi per pick-up magnetici e ceramici, radio e registrazione.
Lo stadio d'ingresso è collegato a massa per assicurare la massima fedeltà rispetto a tutte le fonti di segnale.
Su tutti gli ingressi del codificatore, sono previsti larghi margini di sovraccarico.

ZA/0280-00

L. 32.900

SINTONIZZATORE FM

Sintonizzatore eccezionale sotto ogni aspetto - dimensione compatta - collegamenti elettrici originali - prestazione sicura - tutto ciò in una moderna custodia di 86 x 50 x 20 mm.
Per fornire questa prestazione drift-free si accoppia un forte controllo automatico di frequenze ad una doppia sintonia elettronica, seguita dalla sezione della frequenza intermedia con filtro ceramico a 4 poli per una extra selettività.
Una maggiore adattabilità si ottiene con la disponibilità separata dalla sezione sintonizzatore dal decodificatore stereo.

ZA/0260-00

L. 32.900

DECODIFICATORE STEREO PROJECT 80

Separando il decodificatore Project 80 dal sintonizzatore FM si ottiene una scelta di sistemi più ampia, come pure un risparmio, nei casi dove la ricezione stereo non è richiesta. Questa unità fornisce una sensibilità di 30 dB per canale con un'uscita di 150 mV per canale. Il diodo all'arseniuro di gallio emmette automaticamente una luce quando il sintonizzatore è in trasmissione stereo.

ZA/0250-00

L. 19.900

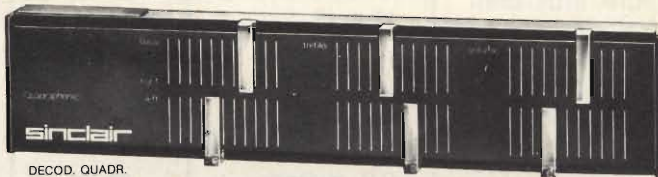
FILTRO ATTIVO

Questa efficientissima unità, è destinata a funzionare in unione a qualsiasi complesso Hi-Fi, ove sia richiesta la soppressione, o perlomeno la riduzione, di fruscii o rumori di fondo.

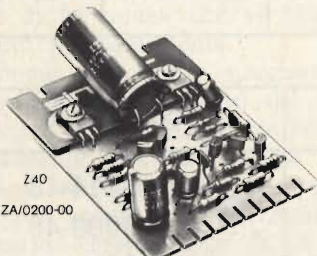
ZA/0270-00

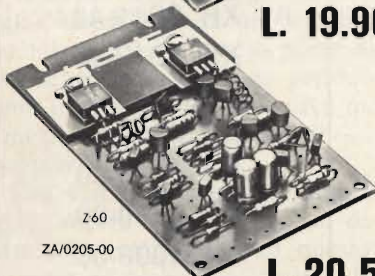
L. 18.900

DECODIFICATORE QUADRIFONICO PROJECT 80

Questo modulo contiene un decodificatore quadrifonico SQ e preamplificatore con controlli di volume e tono per i due canali posteriori.
Si collega alla presa registratore dello stereo 80 o di altri amplificatori stereo.
ZA/0290-00

L. 42.900

AMPLIFICATORI DI POTENZA Z 40 e Z 60

Gli amplificatori di potenza Z 40 e Z 60 vengono normalmente utilizzati con il Project 80, oppure possono essere impiegati in impianti più vasti.
Negli Z 40 e Z 60, è assicurata la protezione contro i corto circuiti, riducendo così il pericolo di bruciatura derivante da un'inesatta inserzione.
La bassissima distorsione, dello 0,03% tipica nello Z 60, da alla gamma del Project 80 la caratteristica di nitidezza de suono.

Z40
ZA/0200-00

L. 19.900

Z60
ZA/0205-00

L. 20.500

ALIMENTATORI

La Sinclair fornisce alcuni tipi di alimentatori, destinati ad alimentare gli amplificatori della linea Project 80; sono i tipi PZ 5, PZ 6, PZ 8 e devono essere scelti in base alla potenza e alle prestazioni richieste.
Per alimentare due amplificatori del tipo Z 60, è necessario l'alimentatore tipo PZ 8.

PZ5
PZ6

PZ 5

È un semplice alimentatore non stabilizzato adatto per una coppia di Z 40.
Ha una tensione d'uscita di 30 Volt.
ZA/0220-00

L. 17.500

PZ 6

È un alimentatore stabilizzato da 35 V consigliato per alimentare l'amplificatore e il sintonizzatore.

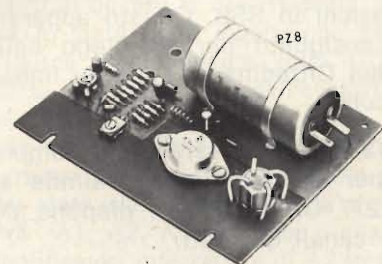
ZA/0225-00

L. 16.900

PZ 8

È l'alimentatore stabilizzato migliore in senso assoluto della Sinclair: 50 Volt regolabili con limitatore di corrente d'esercizio per la protezione contro i danni derivanti da corto circuiti e sovraccarichi.
Questo principio non è mai stato applicato ai modelli già in commercio.
Il PZ 8 richiede l'uso di un trasformatore di circa 2 ampère a 40-50 Volt c.a.

ZA/0230-00

PZ8

L. 28.500

in vendita presso le sedi G. B. C.

i ricetrasmettitori SOMMERKAMP®

sono nati per entusiasmare

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA **G.B.C.** *italiana*

L' FT277 è uno dei ricetrasmettitori più venduti nel mondo.
E' tutto a transistor escluso lo stadio pilota e finale TX. Impiega la famosa tecnica modulare «COMPUTER TYPE», che ne facilita la manutenzione. Copre tutte le gamme per radioamatori, comprese fra 160 m. e 10 m. Ha la potenza di 260 W in SSB, 180 W in CW e di 80 W in AM.
Può essere alimentato in corrente alternata a 220 V e in corrente continua a 12 V.
Dispone del calibratore a 25/100 kHz, limitatore di disturbi, attenuatore RF clarifier e molti altri controlli.
Viene fornito in tre versioni; nella tabella sono riassunte le caratteristiche proprie di ogni modello.

L' FT277 CBM è la versione più completa; dispone infatti di un canale quarzato nella gamma CB (27,155 MHz) e un canale quarzato nella gamma marina (2,182 MHz). Rispetto alle precedenti versioni (FT277B) è munito di filtri da 2,4 kHz in SSB e di un filtro a 6 kHz in AM che migliora la ricezione specialmente nella gamma CB. Dispone inoltre dell'RF-PROCESSOR, che rende più penetranti le comunicazioni in SSB. Questo apparato è consigliato per l'impiego nella Banda Cittadina, e l'uso su imbarcazioni.

L'FT277E è la versione più completa per radioamatori. E' simile all'FT277 CBM ma non dispone dei due canali quarzati.

L'FT277X è la versione più economica della serie, però non per questo il meno funzionale. Infatti risponde alle medesime caratteristiche tecniche, pur non disponendo di alcuni accessori (opzionali) e dell'alimentatore in corrente continua (12 Vcc).

TABELLA CARATTERISTICHE

Gamme e accessori	Frequenza in MHz	FT 277 CBM	FT 277 E	FT 277 X
		Frequenza dei quarzi in MHz		
160 m.	1,8 ÷ 2	* 7,52	* 7,52	● 7,52
80 m.	3,5 ÷ 4	* 9,52	* 9,52	* 9,52
40 m.	7 ÷ 7,5	* 13,02	* 13,02	* 13,02
20 m.	14 ÷ 14,5	* 20,02	* 20,02	* 20,02
15 m.	21 ÷ 21,5	* 27,02	* 27,02	* 27,02
C.B.	27 ÷ 27,5	* 33,02	* 33,02	* 33,02
10 m. A	28 ÷ 28,5	* 34,02	* 34,02	● 34,02
10 m. B	28,5 ÷ 29	* 34,52	* 34,52	* 34,52
10 m. C	29 ÷ 29,5	* 35,02	* 35,02	● 35,02
10 m. D	29,5 ÷ 30	* 35,52	* 35,52	● 35,52
WWV **	10 ÷ 10,5	* 16,02	* 16,02	● 16,02
C.B. quarzato	27,155	*		
160 m. quarzato	2,182	*		
Calibratore		* 0,1	* 0,1	* 0,1
Filtro CW		●	●	●
Aliment. 12 Vcc		*	*	
Ventola		*	*	●
Microfono		*	*	●
R.F. Processor		*	*	

* = installato; ** = solo in ricezione; ● = opzionale

OPZIONALI	CODICE GBC
quarzo 7,52 MHz - 160 m	XR 3014-48
» 34,02 MHz - 10 mA	XR 3009-48
» 35,02 MHz - 10 mC	XR 3011-48
» 35,52 MHz - 10 mD	XR 3012-48
» 16,02 MHz - WWV	XR 3013-48
Filtro CW	NT 4620-00
Ventola	NT 4610-00
Microfono da mano	NT 4200-00
Microfono da tavolo	NT 4000-00

Costruiamo un sintetizzatore elettronico

A.D.S.R. nona parte di Federico CANCARINI

Con questo articolo prosegue la serie dei moduli «sofisticati», nei quali verrà preferito l'uso di circuiti integrati. In questo numero, dunque, potrete seguire la realizzazione di un ottimo generatore di inviluppi che vanta notevoli migliorie e maggiore funzionalità del «generatore di funzione» che vi abbiamo descritto precedetemente.

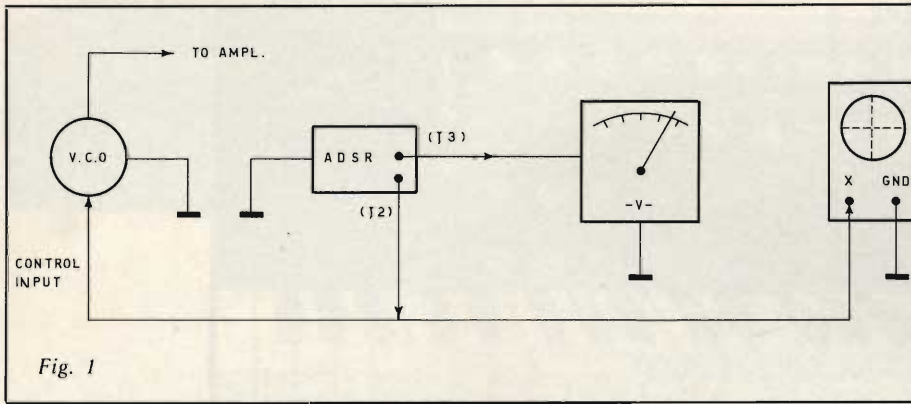
Il nome, usato dalle maggiori case costruttrici di sintetizzatori, del «Gen. di Funz.» che avete già costruito è, generalmente, «Attak Release A.R. Envelope transient generator», perché, come ben sapete, vi dava inviluppo in tensione caratterizzato da un «Attack» variabile e da un decadimento secondario (Release) che potevano essere separati da un certo periodo durante il quale in uscita veniva mantenuta una tensione costante di + 5 V (sustain level).

Ora con questo nuovo modulo, avrete ancora più possibilità di variare l'inviluppo, essendo questo circuito un «Attack-Decay-Sustain-Release, ADSR Envelope transient Generator»: avete solo da costruirlo per provare la sua versatilità.

Questa volta cominciamo la descrizione partendo dallo schema elettrico: vedete subito, che il circuito ha un «cuore», l'integrato MC 3401 (LM 3900) un quadruplo Amplificatore Norton, cioè un Array di quattro operazionali che sono sensibili alle variazioni di corrente, più che alle variazioni di tensione. Il circuito richiede un'alimentazione di + 18 V, filtrati da R1 e C1. L'assorbimento tipico è di 17 ÷ 20 mA. L'impedenza all'entrata di trigger è di 66 kΩ nominali, mentre la impedenza d'uscita è minore di 1.000 Ω. Il massimo livello d'uscita è di + 5 V ed i tempi di «Attack, Decay e Release» sono tutti regolabili da 2 ms a 1,5 sec. (± 10%). Il trigger interno scatta per impulsi a gradini che superino i 3,5 V. Infine il livello della tensione di Sustain è regolabile da + 0,5 V a + 5 V con continuità. Il tempo di attack e il tempo di Decay + Sustain sono messi in evidenza da indicatori luminosi del LED.

Eccoci dunque al nostro circuito a cui abbiamo applicato l'alimentazione, ma che si trova ancora in stato di attesa. Supponiamo di avere i massimi tempi di regolazione per A. D. e R., ad un livello di Sustain intermedio. Ciò vi faciliterà la verifica al banco di quanto vi descriveremo, seppur lo stato della regolazione NON influisca assolutamente sullo svolgimento delle varie fasi nell'evoluzione del circuito.

In questo stato di attesa, prima che il trigger interno scatti, il circuito è in uno stato stabile con l'uscita di A1 (NB A1, A2, A3, A4 sono i quattro amplificatori integrati) e di A2 in pratica a massa, per una tensione in uscita nulla. Quando si preme il pulsante di trigger oppure arriva a J1 un impulso maggiore di 3,5 V, il flusso di corrente che passa per R3 verso l'entrata + (non invertente) di A1 fa sì che l'uscita di A1 passi alta. Quando A1 scatta alto (H), un impulso di breve

Fig. 1

durata passa per C2 e appare ai capi di R8, il che causa un flusso di corrente che attraverso R9 entra al piedino 1 (+ input di A2). Ecco che è ora l'uscita di A2 che passa da uno stato Low (L) allo stato alto (H), e la corrente di controreazione che, passando per R12, va dall'uscita di A2 di nuovo alla sua entrata + contribuisce a mantenere l'uscita di A2 nello stato H. A questo punto ammettiamo di rimuovere il segnale di trigger (o, al più, di rilasciare S1): possiamo farlo senza timore in quanto lo stato del sistema rimane invariato, permanendo la corrente di feedback dell'uscita di A2 alla entrata + di A1, tramite R6, il che mantiene alta l'uscita di A1.

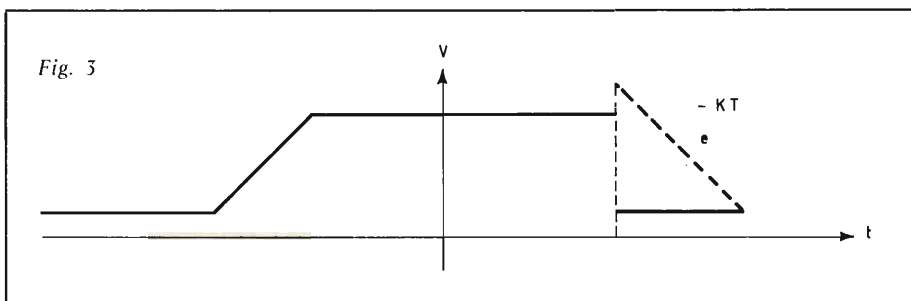
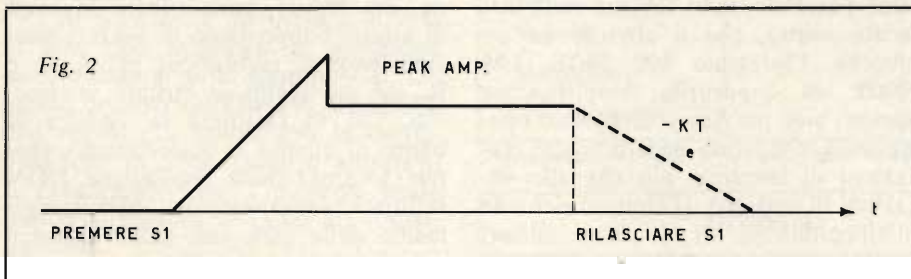
Con l'uscita A2 che è quasi equipotenziale all'alimentazione D4 si trova polarizzato direttamente e può esserci un flusso di corrente attraverso R13 e R22, corrente che va a caricare C3. R22, che regola il flusso della corrente che scorre, ovviamente determina il tempo di carica C3. Ma la tensione ai capi di C3 (ricordiamo che la legge di carica del condensatore segue l'equazione differenziale $i = C\frac{dv}{dt}$ viene applicata al paio di transistori Q1 e Q2 posti in configurazione Darlington in modo tale che la tensione letta all'emettitore di Q2 sale con la stessa legge con cui sale la tensione ai capi di C3. Quindi, di conseguenza, la tensione all'emettitore Q2 raggiunge, a un certo momento, un potenziale per cui il flusso di corrente attraverso R11 più la corrente di Bias regolata da R27 e R10, superano il valore del flusso della corrente di reazione che passa per R12. Adesso, solo adesso l'uscita di A2 ritorna Low. D4 è ora polarizzato inversamente e nessuna corrente può scorrere da C3 verso l'uscita A2.

Mentre A2 era in stato H, il flusso di corrente attraverso R18 nell'entrata + di A3 ha fatto sì che l'uscita di tale amplificatore diventasse H. Ora che tale corrente non c'è più, il flusso di corrente all'entrata — di A3 attraverso R15 supera il flusso di corrente che, attraverso R17, arriva all'entrata + ed allora l'uscita di questo amplificatore scatta Low facendo sì che C3 si scarichi attraverso R23, R19 e D1, che ora è polarizzato direttamente. C3 si scarica con una costante di tempo prefissata da R23, finchè le correnti che passano per R15 e R17 non si eguagliano. Ma quando le correnti che arrivano alle entrate + e — di A3 sono equivalenti, accade che l'uscita di A3 salga a quel potenziale che possa mantenere le due correnti eguali. Ecco che R20 e R21 provvedono una rete di reazione ed alta impedenza che «chiude il circuito» su A3. Quando il modulo non lavora e l'uscita di A1 è low, il diodo D3 taglia a metà tale anello di reazione e lo mette a massa virtualmente, cosicchè nessuna corrente interessa C3. Per tutto il tempo in cui l'uscita di A1 è alta (e D3 è polarizzato inversamente) la corrente che fluisce attraverso R20 e R21 è tanto piccola se confrontata con le correnti che effettivamente caricano e scaricano C3, che si può ignorare del tutto.

Ora dunque l'apparato è in un secondo stato stabile con le uscite di A1-H; di A2-L; di A3 ad un livello scelto in precedenza regolando il controllo esterno del livello di sustain: in tale stato di sustain tutto rimarrà finché l'impulso di trigger presenta a J1 non verrà rimosso questo se si è usato un gradino (⌐) o S1 per azionare l'ADSR, tenendo quest'ultimo premuto.

Ecco dunque che quando si rimuove il gradino e si disinnesca il trigger, il circuito ricomincia una nuova fase evolutiva e la rimozione del flusso di corrente attraverso R3 fa sì che l'uscita di A1 scatti ad un livello Low C3, adesso, comincia a scaricarsi attraverso R25, R7 e D2, con una costante di tempo regolata da R25, che è il controllo esterno del Final Decay ovverossia «Release». Se l'impulso (o gradino) di trigger si rimuove (va a zero) mentre il modulo è nel ciclo di attack, allora l'uscita di A1 rimane high come spiegato sopra fino al completamento del ciclo di attack: a questo punto entrambe le uscite di A3 e A1 scattano Low e la corrente passa da C3 — che si scarica — alle uscite di entrambi A1 e A3. Ma quando la tensione d'uscita di A3 raggiunge il

Fig. 2

Fig. 3

livello di Sustain, questa volta il ciclo **non** si blocca, e A3 scatta ad una uscita HIGH interrompendo così tale circuito di scarica, cosicché C3 continua a scaricarsi solo attraverso R7 e R25, con una costante di tempo regolata dal controllo di Release. Abbiamo così ottenuto un ciclo Attack-Decay-Release.

Passiamo ora agli indicatori luminosi: il Led 2 è l'indicatore del ciclo di Attack ed è acceso solo quando l'uscita di A2 è HIGH. Il Led 1 invece indica la fase di Decay-Sustain e si accende quando la corrente attraverso R29 è maggiore della somma delle correnti attraverso R31 e R32, una situazione che accade solamente quando l'uscita di A1 è alta (High) e quella di A2 è low.

R33 è una resistenza che limita la corrente per i Led. Durante i periodi in cui nessuno dei due diodi fotoemittenti conduce, il fatto che non ci sia caduta di tensione su R33 mette in conduzione Q3. Quando Q3 passa in conduzione (o si spegne) esso causa variazioni nel flusso della corrente assorbita dai Led (20 mA), quando sono accesi, serve per far sì che il modulo assorba dall'apparato alimentatore sempre la stessa quantità di corrente, il che, dunque, accade sempre, qualunque sia lo stato del modulo ADSR. Tale fatto elimina anche piccoli squilibri dell'alimentazione, se avete costruito il Power Supply che vi abbiamo presetnato. In seguito vi forniremo i dati per la realizzazione, se volete essere perfezionisti, di un ottimo modulo Power Supply filtrato e stabilizzato.

Infine sempre osservando lo schema dell'ADSR potete constatare come C4 funga da integratore per eliminare rumori da impulsi di trigger «sporchi» evitando dunque pilotaggi irregolari dell'ADSR. Come ultimo consiglio, una volta montato e provato il modello, come dalle istruzioni qui di seguito se vi renderete conto che esso è restio a rispondere a impulsi (⋀) singoli di trigger, ciò vuol dire che il vostro LM 3900 o MC 3401 è «duro»: basterà saldare ai capi di R2 in parallelo, un condensatore da 22 nanofarad, e l'inconveniente sarà evitato.

LA MESSA A PUNTO

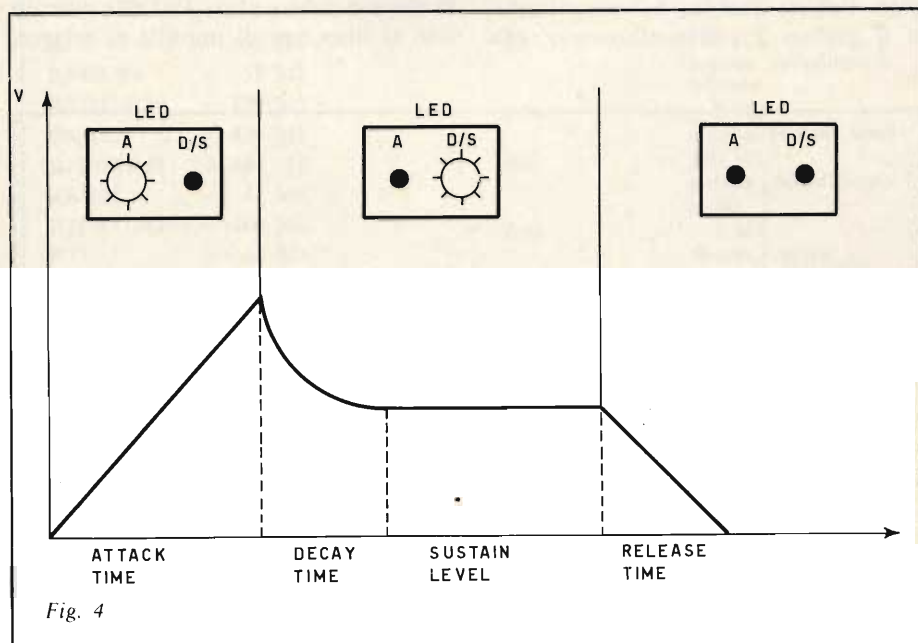
Dopo avere controllato l'esatta disposizione dei componenti e verificata l'assenza di imperfezioni nelle saldature, ed eliminati gli eventuali «ponti» di stagno fra pista e pista, potrete finalmente allacciare il modulo all'alimentazione. (+18 V a massa). Osservando lo schema a blocchi di fig. 1, cominciate a predisporre gli allacciamenti necessari con gli altri moduli e con gli strumenti di misura. Vi serviranno un voltmetro, un'oscilloscopio (potete anche eventualmente farne a meno), Il VCO che avrete già costruito, ed un amplificatore a cui collegherete l'uscita del VCO.

Come avrete notato, il voltmetro rileva i potenziali ai capi dell'uscita attenuata, mentre il VCO vi servirà per rendere udibile le differenze di tensione ai capi di J2, che per voi si tradurranno in sbalzi di frequenze. Disponete i potenziometri di comando in modo che: R22 presenti il suo valore massimo; R23 presenti il suo valore minimo; R24 in modo che ci sia la minima resistenza fra **J** e **H** (vedi schema) R25 per il minimo valore fra **B** e **C** (vedi schema). Premete, dopo aver ruotato il potenziometro di level (R26) per la massima uscita, il pulsante di trigger S1 ed osservate che il Led indicante lo stato del sistema durante l'attack (Led 2) si accende e così rimane per circa 1 e mezzo secondi, prima di spegnersi.

Se avete soltanto toccato S1 per rilasciarlo subito, a questo punto il Led 1, indicante gli stati Decay e Sustain, NON deve accendersi: si accenderà, solo dopo che il Led 2 si è spento solamente se persevererete nel tener premuto SI anche dopo che si è esaurito il ciclo di Attack. Premete S1 parecchie volte per sincerarvi del perfetto funzionamento del ciclo. Adesso provate veramente a tenere premuto S1 per pò (diciamo una ventina di secondi): osservate che il Led che segna l'attacck si accende, come al solito, per i 5 secondi, e quindi si spegne, mentre contemporaneamente si accende il Led 1 per rimane acceso. Led 1 dovrà spegnersi immediatamente solo quando rilascerete S1.

Lasciate tutto l'apparato così com'è, e alzate il volume dell'HI-FI che amplifica il VCO, ma solo dopo aver completamente regolato i due trimmer interni R27 (ampiezza del picco Attack) e R30 (Sustain Time) rispettivamente in senso orario e in senso antiorario, guardandoli ciascuno dalla parte del C.S. a cui sono più vicini. Alzando il volume, dunque, ora potrete udire una nota che scivola da un tono basso verso un acuto, per poi ridiscendere quando S1 verrà rilasciato. Ora finalmente potrete armare le vostre orecchie e riconoscere quello che accade quando S1 viene premuto. Difatti premendo tale pulsante e così mantenendolo, dovreste sentire il VCO che parte da una frequenza bassa, arriva ad una certa nota acuta e subito dopo, ricade ad una nota leggermente più bassa in frequenza, corrispondente al valore della tensione di sustain. Si veda quello che accade sull'oscilloscopio: sincronizzandolo sweep per 1-2 cm/sec e il fascio per un'alta luminosità di traccia vedrete l'inviluppo di fig. 2.

Se avrete nel frattempo regolato il Release per una resistenza massima vedrete invece l'inviluppo completato con l'esposizionale tratteggiata dove K

Fig. 4

è determinata dai valori di R25, R7 e C3. Ovviamente, tale stato di cose non è regolare nel funzionamento dell'ADSR, perché, con i comandi così posti non dovremo regolare R27 e R30 perché il picco massimo dell'Attack sia +5 V, esattamente come il massimo valore del sustain, cioè + 5 V. In pratica, premendo S1 si dovrà vedere l'inviluppo di fig. 3.

Puntualizzata quella che sarà la prassi da seguire nella messa a punto del modulo, ora finalmente potrete prestare attenzione alle righe seguenti.

Premete e tenete così premuto. S1: ma fate questo mentre osservate voltmetro ed oscilloscopio. L'indice del voltmetro dovrà salire verso +5 V ma indicare una lettura minore di 5 V (il voltmetro — a meno che sia digitale — è frenato nella lettura per cui non sente il picco e si stabilizza sul sustain level). Sull'oscilloscopio dovrete vedere il grafico di fig. 2. Adesso sempre tenendo premuto S1, ruotate **lentamente** il trimmer R30 (sustain trim) in senso orario finché non leggerete sul tester che il valore della tensione all'uscita di J2 è di +5 V (± 2%). Il fatto che dobbiamo regolare R30 con lentezza dipende dalla risposta **ritardata** del circuito alla variazione di corrente imposta ruotando R30 stesso. Adesso dovrete prestare attenzione alla nota del VCO e all'oscilloscopio: rilasciate S1, ripremetelo e tenetelo in questa posizione: il VCO deve ancora salire ad una certa frequenza di picco e poi raggiungere di colpo una frequenza poco più bassa, fissata dal livello di sustain. Ciò vuol dire che ancora il picco dell'attack non corrisponde con il livello di sustain. Potrete ancora, dunque, rivedere il grafico 2 sull'oscilloscopio. Ma ora agite in senso antiorario sul trimmer R27 (Peak Amp) e dopo ogni nuova regolazione controllate l'inviluppo sia con gli occhi che con le vostre orecchie. Fermatevi nella regolazione quando non udrete più alcuno sbalzo nelle frequenze, o finché vedrete il grafico di fig. 3. Attenti che andando troppo in là nella rotazione di R27 l'inviluppo, durante l'attack, salirà regolarmente fino ad un certo valore minore di +5 V, per poi continuare a salire lentissimamente.

USO DELL'A.D.S.R.

Il generatore di inviluppi ha essenzialmente 4 stati separati che possono essere influenzati dai controlli esterni di attack. Decay, Sustain e Release. E' importante notare come 3 dei parametri siano tempi (attack, decay, release), mentre solamente uno è una tensione (sustain level). La fig. 4 illustra una tipica forma di inviluppo e riporta la nomenclatura standard rispetto ai cambi nella tensione che accadono durante il ciclo, completato dall'inizio alla fine. Contemporaneamente sono illustrate le condizioni degli indicatori di stato Led 1 e Led 2.

Per una maggior facilità nell'interpretare le funzioni dei comandi, abbiamo scelto di suddividerne la trattazione in quattro categorie: il trigger gli indicatori di stato, le uscite, i controlli dei parametri.

IL TRIGGER

Trigger manuale «S1» fornisce una valida maniera di controllare se il modulo funziona, ma serve anche molto là dove si debba usare l'ADSR quando non si disponga di impulsi di trigger. Premendo S1, esso fa si che il modulo parta dall'inizio del ciclo e percorra l'attack, il decay: i nseguito, se S1 viene tenuto premuto l'A.D.S.R. rimarrà stazionario sulla parte di sustain, altrimenti il ciclo, saltando il sustain, finisce col Release. Il modulo può essere riattivato ogni volta che l'indicatore dello stato d'attack è spento.

INDICATORI DI STATO

Led 2 - tale diodo si illumina per indicare che l'ADSR è tuttora nello stato di attack.

Led 1 - tale diodo si illumina durante il periodo di decay e per tutto il tempo in cui l'ADSR resta in «Sustain».

USCITE

a - Uscita fissa: il jack J2 è un'uscita non regolabile da dove prelevare la tensione di inviluppo. Il potenziale qui prelevato raggiunge sempre −5 V di picco alla fine dell'attack.

b - Uscita regolabile: il jack J3 è collegato ad un attenuatore che provvede a «schiacciare» l'inviluppo verso massa: regolando R26 potrete ottenere dunque l'inviluppo col picco d'attack più o meno basso, a seconda delle caratteristiche del suono che volete.

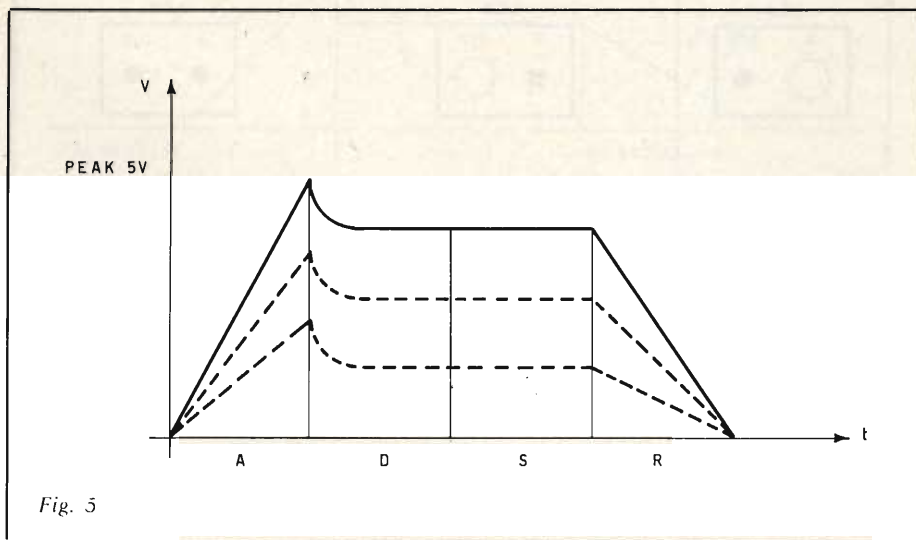
LEVEL (R26) Proprio per mezzo di tale potenziometro voi potrete restringere l'ampiezza dell'inviluppo per effetti di controllo; per esempio, nel filtro passa-banda. Si vedano gli effetti dell'attenuazione in fig. 5.

Notate come l'attenuazione influenzi solo i livelli, ma non le durate degli stati.

Fig. 5

CONTROLLI DEI PARAMETRI D'INVILUPPO

Attack - Tale controllo (R22) regola il tempo, impiegato dalla tensione in uscita, per salire al punto picco. Aumentando il valore di R22, ruotandola in senso orario, si può regolare il tempo di Attack da 2 ms a 1,5 sec.

Decay - (Initial Decay) R23 regola il tempo impiegato dalla tensione in uscita per cadere dal punto di picco al livello di sustain (regolando R24) I tempi correlati alla sistemazione di tale controllo dipendono, ovviamente, da come è sistemato il controllo di

sustain: più alto è tale livello, meno «distanza» ha da precorrere la tensione di inviluppo nel ciclo Decay. Ad ogni modo, assumendo un livello di sustain di 0,5 V si può regolare il Decay per tempi da 2 millesec. a 4,5 sec.

Sustain - (Sustain level) R24 regola il livello della tensione di sustain, cioè di quella tensione che sarà sempre presente in uscita finché si tiene premuto un tasto. Al minimo la tensione di sustain avrà valori di 0,3-0,5 V, mentre al massimo si arriverà a fare coincidere il livello di sustain con il picco transitorio di attack (+5 V), eliminando così totalmente l'influenza sull'inviluppo del controllo di decay. Ovviamente ciò accadrà solo se la regolazione di taratura è stata fatta a regola d'arte.

Release - (Final Decay): R25 regola il tempo richiesto dalla tensione d'inviluppo per cadere a zero, partendo dal livello di sustain: questa volta assumete di aver posto il sustain al massimo (+5 V): potrete regolare il release da 2 millesecondi a 1,5 sec.

Come avrete già letto nelle precedenti puntate, la dinamica nei suoni è l'elemento che, insieme al timbro e all'acutezza, rendono l'ascoltatore capace di distinguere un suono da un altro. Dinamica di un suono è dunque il modo in cui esso cresce d'intensità e poi si spegne. Un tipico esempio di differenti dinamiche si propone con i flauti e i tamburi, ve ne abbiamo già parlato ampiamente discutendo del Generatore di Funzione e quindi non staremo a ripetervi cose già assimilate — speriamo — da Voi. Per coloro che comunque si trovano di fronte a tali articoli per la prima volta, accenneremo solamente al fatto che flauto e tamburo sono suoni con armoniche sinusoidali di base, ma il primo strumento modella tali «sinusoidi» conferendo ad esse un moderato attack ed un moderato release, mentre l'inviluppo delle percussioni manca di sustain ed in più ha un attack molto rapido. Come sono diversi i due suoni risultanti! Eppure l'armonia di partenza è molto simile. Questo breve accenno vi dovrà essere servito a rispolverare tra i vostri ricordi tutti i possibili modi di adoperare un generatore di funzione; in più vi potrete già figurare la varietà di nuovi impieghi per un generatore tanto più versatile, com'è l'ADSR. Ora, in un sintetizzatore, potere facilmente manipolare il suono nell'intensità, e nella timbrica, è veramente, lo sapete benissimo, il massimo della versatilità. Noi non possiamo dirvi come, perché e quando usare l'ADSR per ottenere questo e quest'altro suono: dovete essere voi a provare e l'unico limite per questo — ci teniamo a dirlo — è la vostra fantasia. Ad ogni modo, qui di seguito vi diamo qualche cenno sulle più comuni applicazioni dell'ADSR, spiegandovi i relativi inviluppi. Per i più realistici suoni di percussione (tamburi), l'ADSR deve essere fatto partire («triggered») con un impulso di corta du-

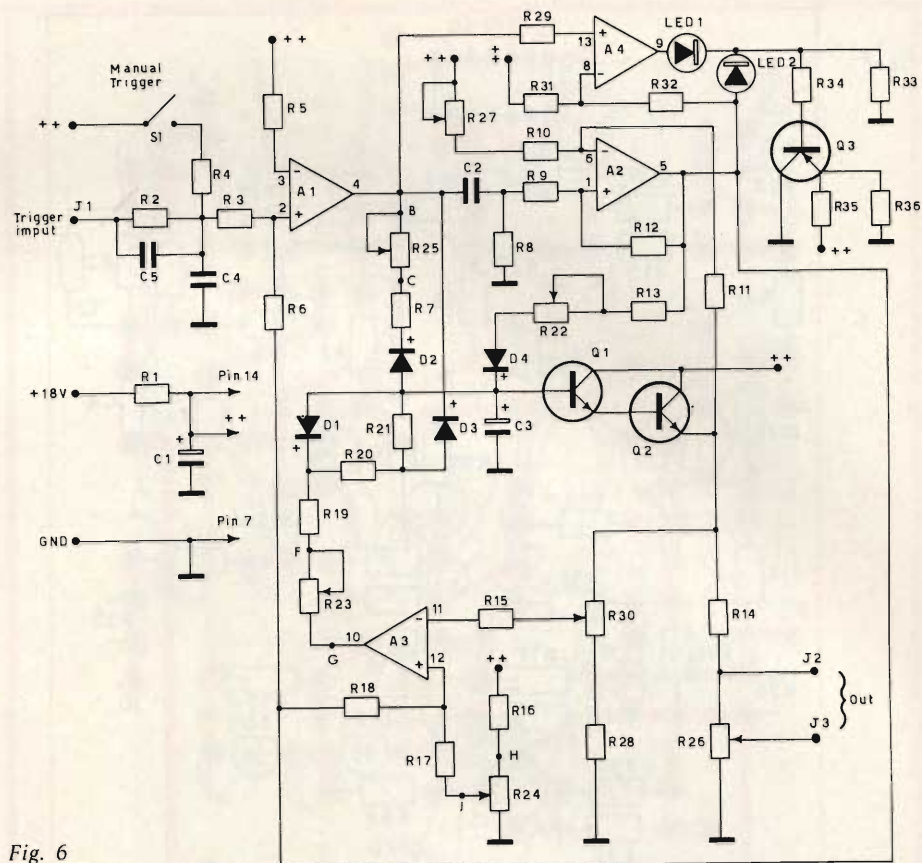



Fig. 6

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	= 100 Ω	R23	= 500 kΩ potenz. decadimento iniziale
R2-R3-R4	= 33 kΩ	R24	= 5 kΩ potenz. sustain level
R5-R15-R29	= 330 kΩ	R25	= 500 kΩ potenz. decadimento finale
R6-R32	= 220 kΩ	R26	= 5 kΩ potenz. uscita variabile
R7-R13-R19	= 680 Ω	R27	= 50 kΩ ampiezza di picco trimmer
R8-R9	= 47 kΩ	C1	= 100 µF 16 V elett.
R10-R11-R28	= 100 kΩ	C2-C4	= 0,01 µF
R12	= 68 kΩ	C3	= 2,2 µF 10 V elett.
R14-R35	= 1 kΩ	C5	= 10 kpF
R16	= 3,3 kΩ	D1-D2-D3-D4	= 1N914
R17-R18	= 470 kΩ	LED1-LED2	= Led
R20-R21	= 3,9 MΩ	A1-A2-A3-A4	= LM3900 o CA340IE
R31	= 680 kΩ	Q1-Q2	= BC108 o BC238
R33-R36	= 2,2 kΩ	Q3	= BC308
S1	= pulsante trigger manuale	J1-J2-J3	= prese
R34	= 15 kΩ		
R30	= 50 kΩ trimmer sustain		
R22	= 500 kΩ potenz. attacco		

Fig. 7

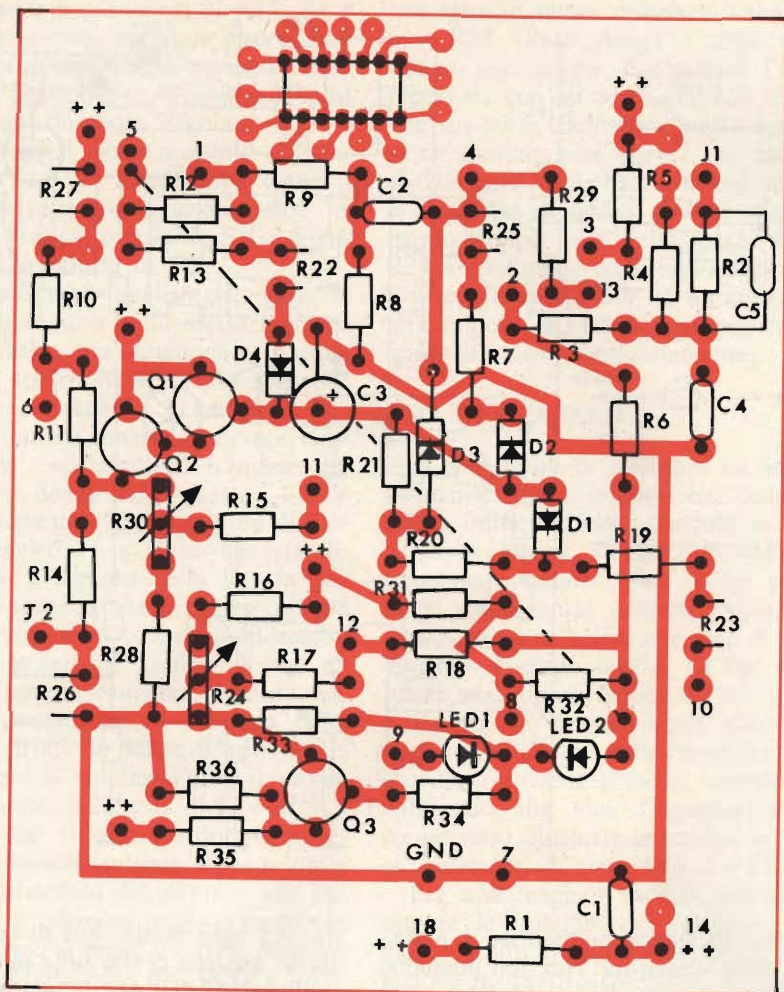
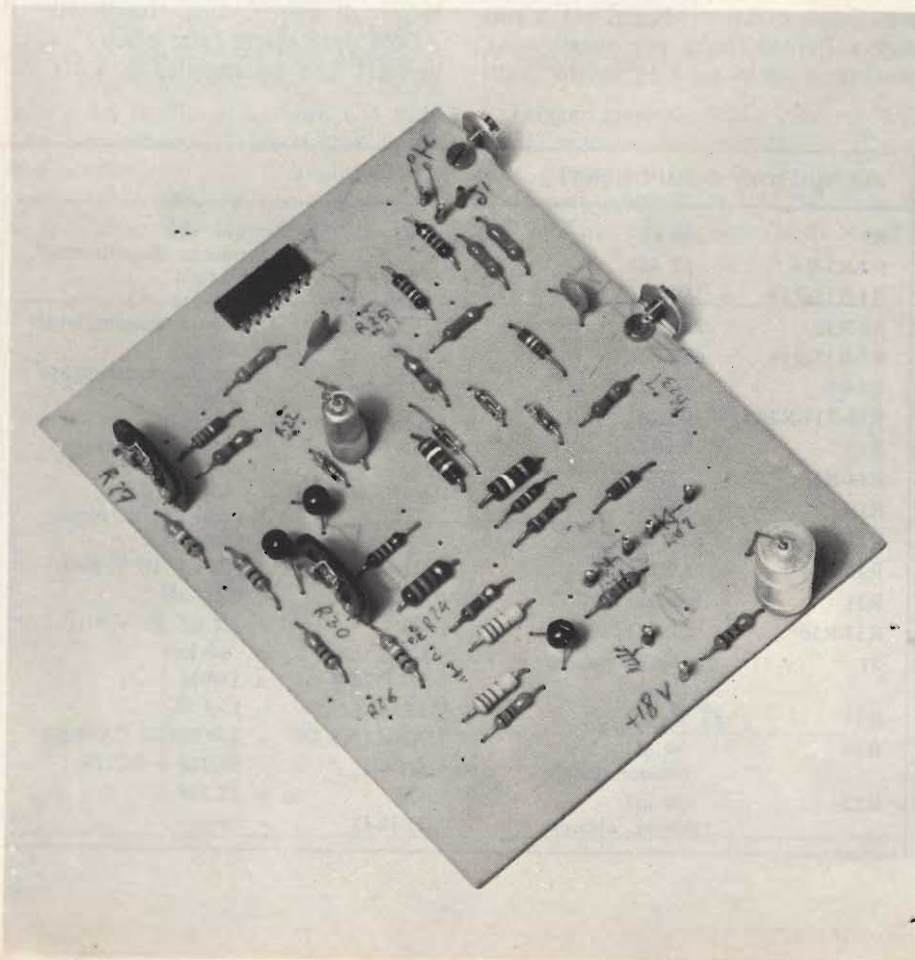



Fig. 8

rata (pulse = Λ), ed i controlli dei parametri devono essere scelti per un corto Attack e Decay, per un medio livello di Sustain e per un discreto Release. A vostro piacimento siano le esatte regolazioni di tali parametri.

Per ottenere le percussioni non risonanti (Woodblok percussions) dovrete — mantenendo invariati gli altri parametri rispetto a quanto sopra regolare il controllo Release per il minor tempo possibile. Suoni come quelli dei flauti richiedono invece inviluppi caratterizzati da un periodo di sustain che si ottiene azionando l'ADSR con un impulso a gradino (⌐): ma si dovrà regolare il livello di sustain per il suo massimo valore regolando a circa metà l'attack ed il release. Notate che con tale regolazione del sustain viene cancelata ogni influenza del comando di decay, in quanto picco di attack e sustain level coincidono e non c'è spazio materiale perché la tensione cada dal picco al livello di sustain.

Un picco percussico seguito da un «plateau» di sustain tenuto a piacere premendo il tasto è un inviluppo che è difficile incontrare in strumenti non esclusivamente elettronici. Su strumenti naturali come i flauti e gli ottoni in genere, è molto difficile conferire al suono una tale dinamica, e solo musicisti di fama e talento (quali Jan Anderson etc.) riescono nell'intento. Ma per voi sarà soltanto un gioco regolare l'ADSR con attack e decay veloci, un medio livello di sustain e un release abbastanza rapido, azionando il tutto con uno step di tensione (⎍): l'effetto desiderato sarà ottenuto immediatamente.

L'uso di controlli manuali o automatici dalla tastiera non è l'unica fonte di trigger per l'ADSR, come fin qui avete adoperato. Una varietà infinita di inviluppi ciclici può ottenersi semplicemente azionando l'ADSR con l'uscita sinusoidale di un oscillatore di controllo in bassa frequenza: in questo caso l'inviluppo che si ottiene è una successione di salite e discese senza soluzione di continuità più o meno quello che è l'inviluppo ciclico di un campanello telefonico o altro di simile manipolando l'attenuatore dell'oscillatore di BF di controllo potrete restringere o allungare i periodi degli inviluppi ciclici, avendo così un sustain più o meno lungo, a seconda delle vostre esigenze.

Ancora, un ADSR può essere usato per azionarne un altro, e ciò vi darà la possibilità di generare gli inviluppi

più complessi. In tali applicazioni dovrete considerare un ADSR come «primario», mentre altri ADSR seguenti ad esso saranno «slave units» o «porte» Il segnale di trigger iniziale verrà applicato all'ADSR primario, e potrà essere uno step o un pulse proveniente dai controlli della tastiera, oppure da un altro modulo che disponga di tali uscite, presenti quando ci sia alla sua entrata un determinato segnale (come l'Envelope Follower). Manipolando ora l'attenuatore dell'ADSR primario si determinerà il punto in cui scatterà l'ADSR «porta». E così via. Tipico di questi effetti è quello che si ha regolando l'attenuatore dell'ADSR primario affinché l'ADSR porta si inneschi solo in corrispondenza del punto di picco della fase di attack dell'ADSR primario: le somme degli inviluppi risultanti, effettuate le opportune regolazioni degli attenuatori, sarà un'altro inviluppo che avrà la proprietà di salire gradualmente per poi avere un improvviso e ripido picco in corrispondenza del punto in cui l'ADSR porta si innesca. Le tensioni di inviluppo dei due ADSR possono essere sommate in un singolo VCA, oppure rimanere separate e controllare ciascuna un VCA, e poi i due suoni, con differenti dinamiche, possono essere miscelati fra loro. Vi assicuriamo degli effetti strabilianti, coincdienti con il variato mutare delle armoniche nel segnale ottenuto dopo il mixaggio. Ancora potrete usare l'ADSR per pilotare un VCA ed un altro per pilotare uno o più filtri: nulla a questo punto è impossibile per voi.

Provare, sperimentare, e tenere nota di ciò che si fa è la chiave per impossessarsi dello strumento, e capire, una volta per tutte, le infinite possibilità che vi dà un sintetizzatore se «capito» come si deve. Quindi, munitevi di cavetti di connessione (vi consigliamo cavetti schermati con calza attaccata da una parte sola, per evitare «loops»), possibilmente «a molla» per praticità, e iniziate ad allacciarli ai jacks: potete — se volete — fermarvi quando di cavetti non ne avete più.

Il Kit completo di questo sintetizzatore (mobile escluso) può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 240.000 spese postali comprese.

40138 - BOLOGNA
VIA FOSSOLO, 38
TELEF. 34.14.94

00197 - ROMA
VIA R. FAURO, 63
TELEF. 80.60.17

C. C. I. A. 97583 - U. T. I. F. 1778/BO - C.C.P. N. 8/2289

La Fantini Elettronica in adempimento di un obbligo nell'ambito dei suoi rapporti sociali e commerciali esprime la sua gratitudine e il più vivo Ringraziamento a Clienti della Sede di Bologna, della Filiale di Roma, a Clienti che hanno partecipato con fiducia ed attivamente alla sempre difficile distribuzione per corrispondenza, a Fornitori che hanno contenuto i Loro utili nei limiti della tollerabilità e alle note Pubblicazioni specializzate in Elettronica, per avere ottenuto l'Iscrizione nell'

Albo d'Oro
del Lavoro

ambito riconoscimento che premia l'alta qualificazione del lavoro e l'impegno dimostrato, quale azienda benemerita nel settore.

per merito: *Albo d'Oro del Lavoro*

Radioricevitore AM a circuiti integrati

Impiegando le nuove unità integrate della National Semiconductor denominate LM1820 ed LM386, è possibile allestire un intero ricevitore radio per modulazione di ampiezza, limitando la realizzazione ai soli collegamenti che uniscono i circuiti integrati ai pochi componenti esterni. Grazie alla molteplicità delle funzioni che vengono in tal modo svolte, evitando l'impiego di componenti discreti, l'unità di ricezione si riduce ad una struttura molto semplificata, che — oltre ad un'ottima stabilità — presenta una sensibilità più che soddisfacente per il funzionamento anche nelle zone marginali.

a cura di LUBI

La maggior parte dei circuiti integrati a caratteristica di funzionamento lineare di attuale produzione è riferita al campo degli amplificatori operazionali, dei regolatori: ciò è la conseguenza diretta del fatto che i tipi di circuiti integrati fino ad ora prodotti possono trarre vantaggio dalle ottime caratteristiche di accoppiamento dei componenti monolitici.

Tuttavia, in questi ultimi anni, il circuito integrato monolitico ha potuto conquistare una posizione di notevole importanza anche nei circuiti di comunicazione, come ad esempio i ricevitori radio, e gli apparecchi televisivi. Gli argomenti che vengono tenuti nella massima considerazione in questo settore, soprattutto da parte dell'industria dei prodotti di consumo, consistono prevalentemente nella riduzione dei costi rispetto ai circuiti equivalenti di tipo convenzionale, nel miglioramento delle prestazioni, e nella maggiore sicurezza di funzionamento.

Un circuito integrato che risponde egregiamente alle esigenze di cui sopra è quello contraddistinto appunto dalla sigla LM1820 per ricevitori a modulazione di ampiezza, realizzato soprattutto per l'allestimento di circuiti supereterodina nei quali si fa uso di uno stadio preamplificatore ad alta frequenza prima della sezione di conversione.

Avremo tra breve occasione di constatare come, a questo nuovo dispositivo, possa essere aggiunta anche l'unità integrata tipo LM386, per completare il circuito di un vero e proprio ricevitore radio per modulazione di ampiezza, senza aggiungere il suddetto stadio di pre-amplificazione.

La **figura 1** rappresenta lo schema a blocchi del ricevitore completo: esso consiste in sei sezioni, e precisamente (seguendo il percorso di segnale) l'oscillatore-miscelatore, due stadi di amplificazione a media frequenza, il rivelatore, e l'amplificatore di bassa frequenza: all'uscita del secondo amplificatore di media frequenza, il segnale viene rivelato da un secondo rivelatore, per rendere disponibile la tensione che, attraverso l'apposita sezione supplementare, consente la funzione di controllo automatico del guadagno, allo scopo di stabilizzare le caratteristiche di funzionamento col variare dell'intensità del segnale captato dall'antenna.

La **figura 2** rappresenta invece lo schema dettagliato dell'intero ricevitore: la potenza di uscita di questo apparecchio ammonta a 0,25 W, con

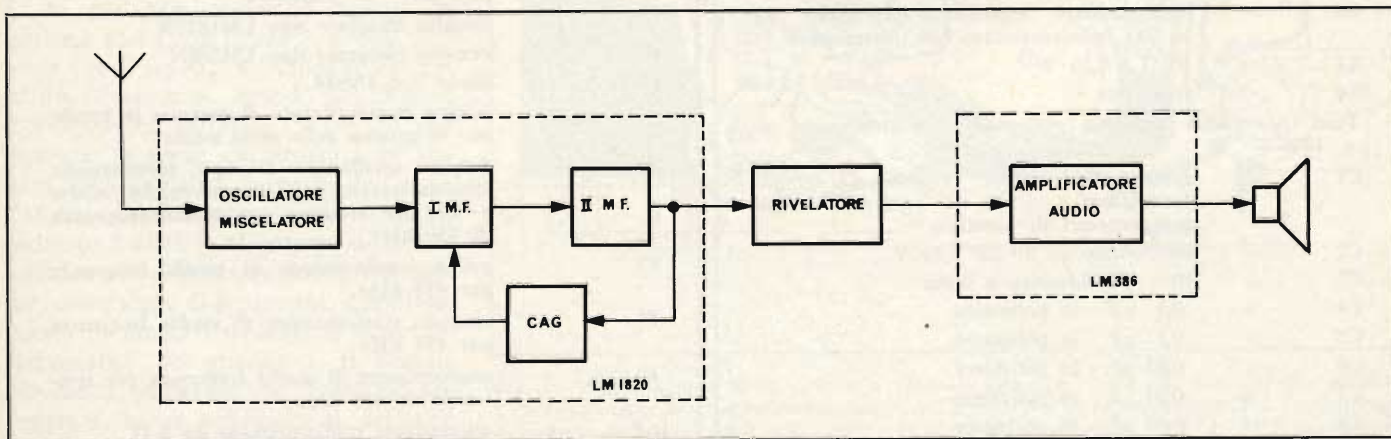



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'intero ricevitore supereterodina per modulazione di ampiezza, impiegante due soli circuiti integrati.

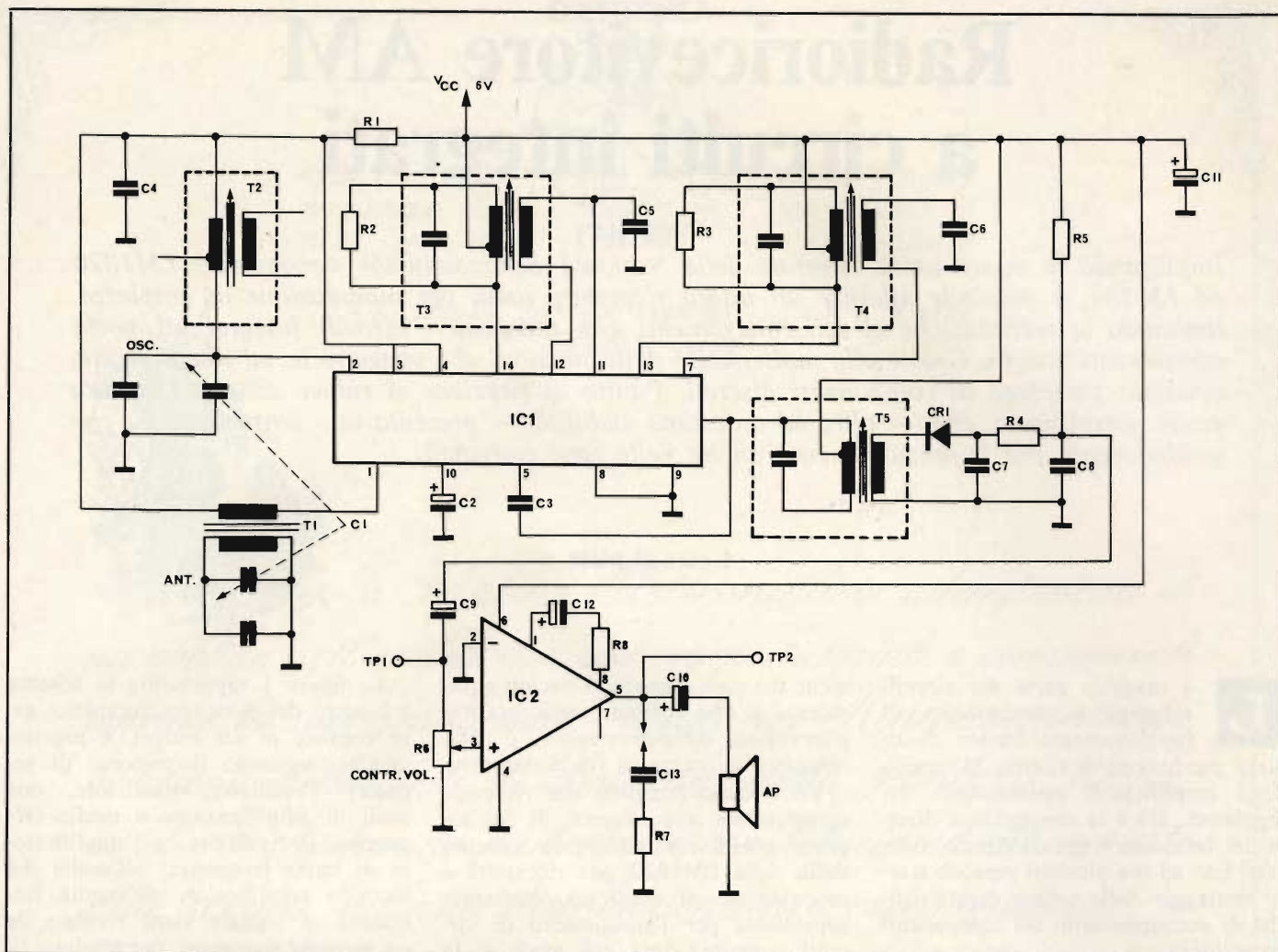



Fig. 2 - Schema elettrico completo dell'intero ricevitore: per la sua costruzione, oltre ai circuiti integrati sono necessari pochi componenti, le cui caratteristiche possono essere rilevate dall'apposito elenco.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	430 Ω - 0,5 W
R2	=	180 kΩ - 0,25 W
R3	=	51 kΩ - 0,25 W
R4	=	1 kΩ - 0,25 W
R5	=	100 kΩ - 0,25 W
R6	=	potenziometro logaritmico a grafite da 10 kΩ, miniaturizzato con interruttore
R7	=	10 Ω - 0,25 W
R8	=	vedi testo

Tutti i resistori possono presentare una tolleranza di ± 10%

C1	=	doppio condensatore variabile da 60 pF (oscillatore) + 130 pF (antenna) - con compensatori in parallelo
C2	=	elettrolitico da 10 μF - 10 V
C3	=	10 pF ceramico a disco
C4	=	0,1 μF - in poliestere
C5	=	0,1 μF - in poliestere
C6	=	0,02 μF - in poliestere
C7	=	0,01 μF - in poliestere
C8	=	0,01 μF - in poliestere
C9	=	elettrolitico da 10 μF - 10 V
C10	=	elettrolitico da 250 μF - 50 V
C11	=	100 μF - 10 V
C12	=	elettrolitico da 10 μF - 10 V
C13	=	0,05 μF - in poliestere
IC1	=	circuito integrato tipo LM1820N
IC2	=	circuito integrato tipo LM386N
CR1	=	diodo tipo 1N914
T1	=	bobina miniaturizzata di antenna in ferrite per la gamma delle onde medie
T2	=	bobina oscillatrice di tipo commerciale, miniaturizzato, con caratteristiche adatte a T1, per ottenere una media frequenza di 450 kHz
T3	=	primo trasformatore di media frequenza per 455 kHz
T4	=	secondo trasformatore di media frequenza per 455 kHz
T5	=	trasformatore di media frequenza per rivelatore, da 455 kHz
AP	=	altoparlante miniaturizzato da 8 Ω

un'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante di 8 Ω, che caratterizza l'amplificatore finale della sezione audio LM386; il guadagno globale di questa seconda unità viene predisposto al valore di 200.

Il primo circuito integrato, tipo LM1820, è alimentato dalla tensione di 6 V, inferiore a quella caratteristica del diodo zener D6, visibile nello schema dettagliato del circuito integrato alla **figura 3**.

In riferimento a questa figura, e confrontandola con quella dello schema globale del ricevitore, si può rilevare che i terminali contrassegnati con i numeri 1, 2, 3 e 4 sono polarizzati per il tramite della stessa sorgente di tensione, attraverso un resistore di caduta del valore di 430 Ω con questo provvedimento, si ottiene la riduzione del consumo globale di corrente al valore di circa 10 mA, adattando quindi le caratteristiche di funzionamento dell'intero circuito all'alimentazione mediante una batteria incorporata di 6 V, con ottime caratteristiche agli effetti dell'autonomia.

Il ritorno a corrente continua dei terminali numero 1 e 4 rispetto al terminale 3 migliore ulteriormente le prerogative del circuito agli effetti del numero dei componenti, ed impedisce anche allo stadio Q4, facente parte della sezione oscillatrice, di entrare in condizioni di saturazione.

Si evitano le variazioni eccessive di ampiezza del segnale riportando i circuiti dei collettori ai terminali contrassegnati con i numeri 6, 13 e 14 al potenziale V_{CC}, tramite gli avvolgimenti primari dei trasformatori T3, T4 e T5, rispettivamente.

Inoltre, per migliorare ulteriormente la linearità di funzionamento, il diodo rivelatore tipo 1N914 viene polarizzato lievemente in senso diretto.

In sostanza, seguendo ancora lo schema globale di figura 2, si può rilevare che il segnale selezionato dal circuito di antenna, agendo sul doppio condensatore variabile C1, di cui una sezione fa parte dell'antenna in ferrite, mentre l'altra fa parte dell'oscillatore, viene applicato al terminale numero 1 di IC1: all'interno di questa sezione si svolgono quindi le funzioni di conversione di frequenza, amplificazione di media frequenza e controllo automatico del guadagno. Il segnale di uscita, prelevato dal terminale numero 6, viene applicato al primario del trasformatore T5, al cui secondario è collegato il circuito di rivelazione,

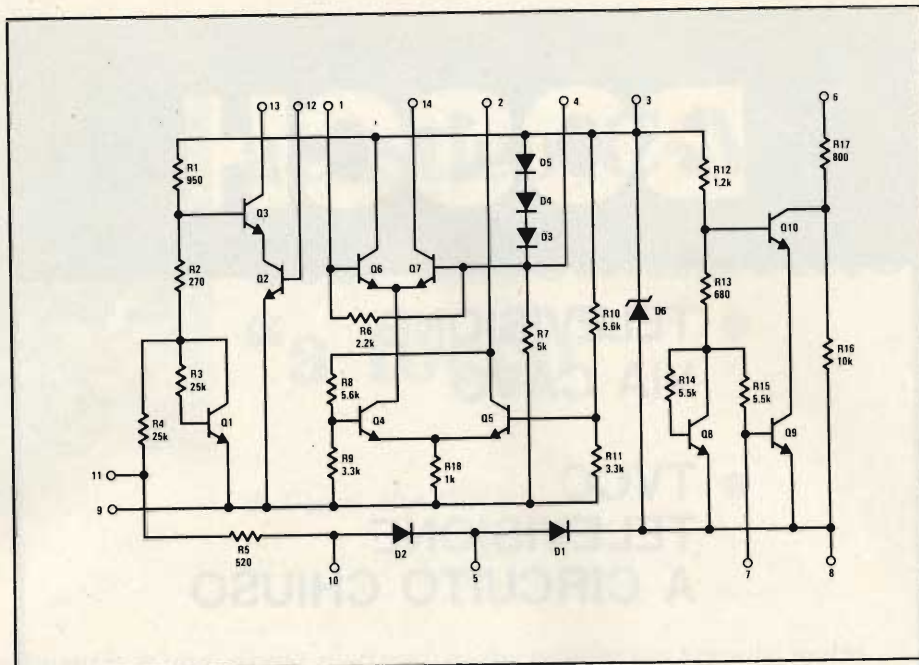



Fig. 3 - Schema dettagliato del circuito integrato LM1820, che riportiamo affinché il Lettore possa seguire le diverse funzioni di amplificazione e di controllo alle quali esso provvede.

costituito da CR1, C7, C8, C9, R4 e R5.

Il segnale a frequenza acustica si preleva dunque ai capi di C8 e, tramite C9, lo si applica al potenziometro R6, di 10 kΩ, che agisce da controllo manuale del volume.

Il segnale così opportunamente dosato raggiunge quindi il terminale numero 3 del secondo circuito integrato (IC2, del tipo LM386N), che provvede ad amplificarlo quanto basta per conferirgli la potenza sufficiente ad eccitare l'altoparlante da 8 Ω, collegato in uscita, e precisamente al terminale numero 5, tramite il condensatore di accoppiamento C10, di tipo elettrolitico, e del valore di 250 μF.

La **figura 4** mostra le connessioni in rame visibili per trasparenza e la posizione dei circuiti integrati e dei componenti esterni, sul lato isolato.

Questa basetta di supporto è stata studiata in modo da ottenere la dispo-

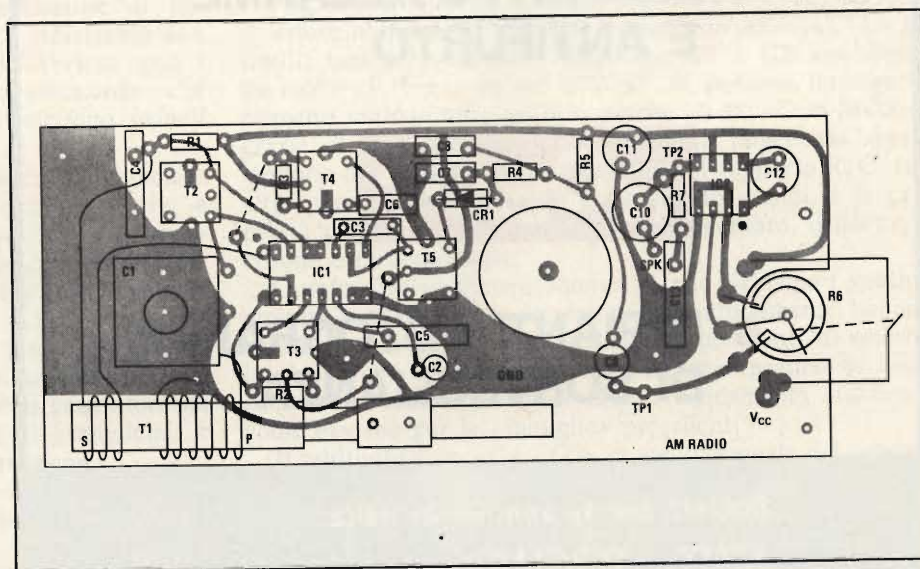



Fig. 4 - Riproduzione della basetta a circuito stampato, vista dal lato dei componenti: il disegno mette però in evidenza anche le connessioni in rame presenti sul lato opposto, rappresentate dalle zone più scure. I punti contrassegnati TP1 e TP2 permettono di collegare uno strumento di misura, un generatore o l'oscilloscopio, per rilevare le caratteristiche del segnale di bassa frequenza agli effetti della messa a punto.

nibilità del potenziometro per il controllo del volume (R6) lungo uno dei lati più brevi, e ad una distanza sufficiente dagli stadi di ingresso per evitare accoppiamenti parassiti, e quindi per evitare quei tipici fenomeni di oscillazione spuria che determinano la presenza di suoni indesiderabili, soprattutto quando la gamma di frequenze di ricezione viene esplorata per la ricerca dell'emittente preferita.

Naturalmente, la disposizione dei componenti può anche essere studiata in modo diverso, a patto però che si rispettino le esigenze fondamentali riferite agli accoppiamenti parassiti, che sono in genere la causa principale di instabilità di funzionamento nei piccoli ricevitori di tipo tascabile.

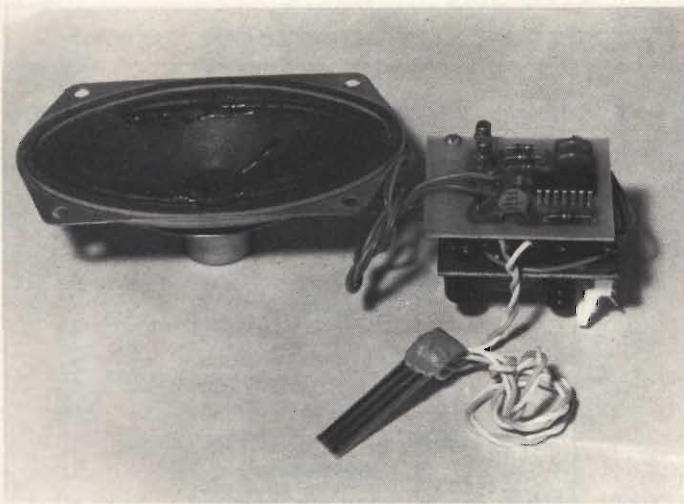
Una volta realizzato un ricevitore di questo genere, occorre tener presente che R1 ha il compito di portare al valore di circa 3 V la tensione applicata ai terminali 1, 2, 3 e 4, del primo circuito integrato. L'effetto di compensazione dovuto alla presenza di R7 e di C13, in serie tra loro ed in parallelo all'uscita a bassa frequenza, non risulta necessario quando si fa uso di un altoparlante avente un'impedenza di 40 Ω, o ancora maggiore.

Infine, il valore di R8 deve essere regolato in modo da attribuire al circuito integrato IC2 un guadagno pari a 200, come si è precisato dianzi. Sotto tale aspetto, ci si può basare sui dati sintetizzati nella tabellina 1.

TABELLA 1

R8 (Ω)	A_V (V/V)
∞	20
168	100
0	200

La costruzione di un circuito stampato corrispondente al disegno di figura 4 può non costituire un problema per chi desidera realizzare uno o più esemplari di questo ricevitore, a patto naturalmente che disponga della necessaria attrezzatura, e che provveda innanzitutto all'esecuzione di un disegno in scala maggiore, da ridurre poi fotograficamente.

I componenti elencati a parte sono tutti reperibili sul mercato italiano, per cui riteniamo probabile che alcuni tra i nostri lettori vorranno sperimentare questa realizzazione, di indiscusso successo.

Un avvisatore acustico C-MOS con azionamento "a tocco"

di Gianni BRAZIOLI

Questo apparecchio, sostanzialmente, è una sirena elettronica che emette un segnale molto tipicizzato, quindi facilmente riconoscibile. Grazie all'adozione di un IC COS-MOS, dalla elevata impedenza di ingresso, per l'azionamento non occorre premere un pulsante, ma basta sfiorare con un dito una placchetta sensibile.

Poiché oggi qualunque ufficio o laboratorio è una vera e propria «fabbrica di rumori» ogni segnalazione di avviso o allarme, o richiamo, che debba essere intesa senza fallo, deve essere diversa dai comuni campanelli o cicaline; deve avere un suono «anormale» che si stacchi dal background noise.

Per questa ragione, oggi, gli avvisatori elettronici sono sempre più diffusi; infatti i nostri in genere hanno un oscillatore (seguito dall'opportuno amplificatore di potenza) il cui timbro può essere mutato e tipicizzato con facilità. Il perfetto contrario di ciò che avviene con i sistemi elettromeccanici a percussione o vibrazione, che difficilmente possono essere regolati, ed emettono segnali piuttosto «comuni».

La diffusione dei dispositivi, ovviamente ha stimolato l'ingegnosità dei progettisti, per cui i circuiti relativi a generatori di suoni di allarme, ad intermittenza e pluritonali, oggi abbondano su qualsiasi pubblicazione tecnica.

Poiché trattiamo uno di questi, siamo ben lungi da affermare che si tratti di una «novità»; la nostra «sirena» ha una potenza di 1,7 Weff. (2,4 di picco) ed emette un suono ronzante, piuttosto acuto, che si distingue dai rumori ambientali principalmente perché il generatore dà un segnale quadro distorto ricchissimo di armoniche: è quindi un apparecchio esenzialmente **«pratico»**.

Una particolarità di questo dispositivo, è che non impiega un contatto di qualsiasi genere, per l'azionamento, ma un sensore ad altissima resistenza interna, che può essere attivato ponendovi sopra il dito di una mano. Diversamente da altri sistemi del genere, però, il nostro è pressoché insensibile alle cariche statiche ambientali, quindi la possibilità di un azionamento causale è estremamente remota.

Ma vediamo subito il circuito elettrico: figura 1.

Il generatore, è costituito da due Gates del quadruplo Gate COS MOS «CD4011» che può essere sostituito con l'identico «HBF4011» di altra marca.

Le due Gates sono «G1 e G2», nello schema, e lavorano in modo piuttosto convenzionale, ovvero a multivibratore «incrociato», con l'accoppiamento capacitivo dall'uscita di una all'ingresso dell'altra.

Poiché la frequenza di lavoro prevista è di circa 500 Hz, il lettore abituato agli IC più comuni sin'ora, i «TTL» o simili, sarà sorpreso nel vedere che C1 e C2 non sono da molti µF, bensì da soli 270 pF. Si possono impiegare elementi tanto ridotti, proprio perché gli IC «COS-MOS», grazie al loro ingresso ad elevatissima impedenza, permettono di «spostare **verso i resistori**» il rapporto R/C. In altre parole, questi possono essere molto grandi, e le capacità piccole, a tutto vantaggio dell'ingombro, della precisione e dell'economia.

Questo diverso dimensionamento, che richiama i vecchi circuiti a tubi, è uno dei fattori che attualmente hanno acceso l'attenzione dei progettisti nei confronti di questi integrati, che hanno l'ulteriore vantaggio pratico di non pretendere una tensione di lavoro rigidamente stabilita, come avviene per le «famiglie» precedenti.

Il multivibratore «G1 - G2» eroga un segnale del genere di quello che può essere ottenuto da tutti i consimili che non hanno particolari circuiti di squadramento, vale a dire «piuttosto» quadro, ma distorto; il che nel nostro caso, invece d'essere un difetto è un pregio, come abbiamo visto.

Comunque, non si ha il funzionamento immediato quando è connessa la «VB»; questo, perché il «G2» normalmente è interdetto da una tensione positiva che giunge dal «G3» tramite il diodo D1. Il «G3» a sua volta, è pilotato

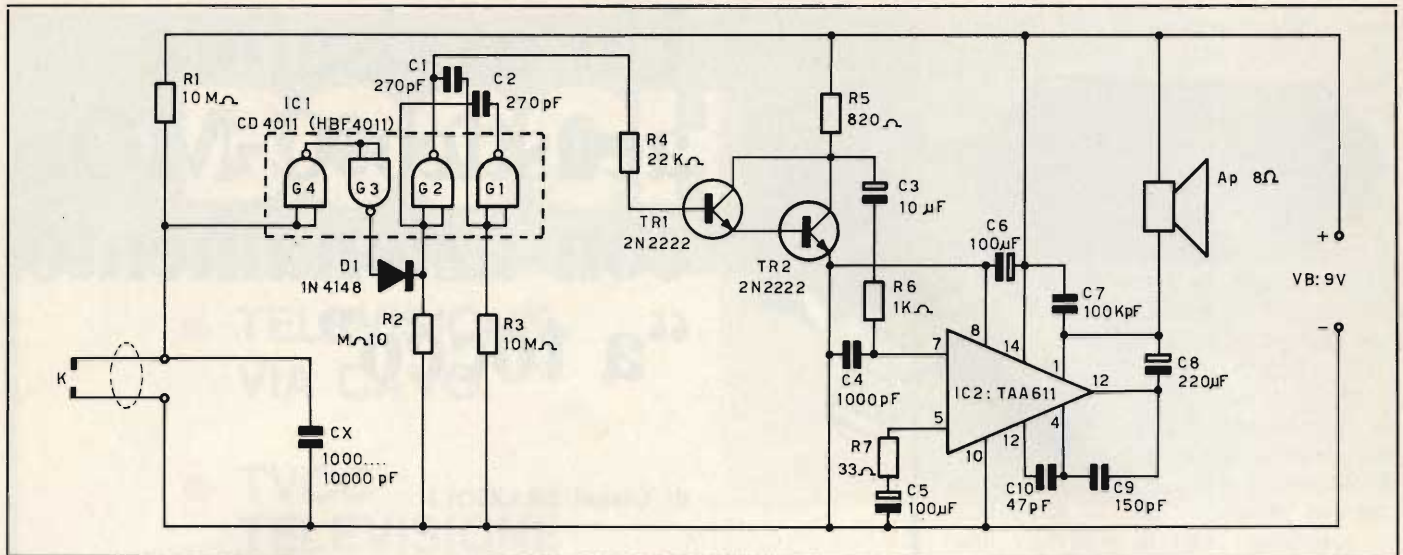



Fig. 1 - Schema elettrico dell'avvisatore acustico.

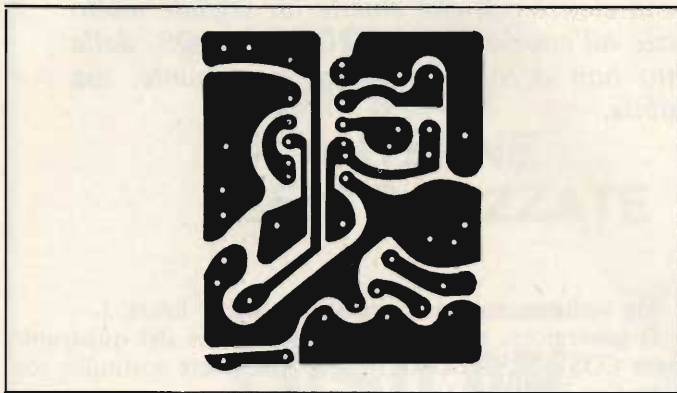



Fig. 2 - Circuito stampato del generatore preamplificatore in scala 1 : 1.

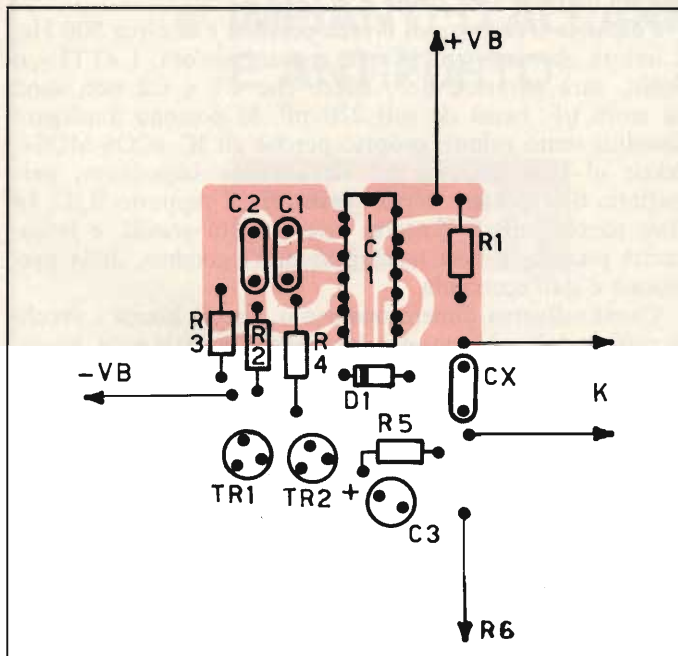



Fig. 2/a - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 2.

dal «G4», che è bloccato dalla tensione che deriva dal «+ VB» tramite R1.

Se al contatto «K» si presenta un valore di resistenza infinito, si ha quindi il blocco di tutto il sistema.

Se invece al «K» è applicata una resistenza inferiore ai 10 MΩ (per esempio, la pelle di un dito ha **sempre** un valore più piccolo di 10 MΩ anche se è secchissima) gli ingressi del «G4» vedono una connessione al negativo generale, quindi l'uscita cambia di stato, e cambia di stato anche l'uscita del «G3» che funge da inverter, quindi la tensione di sbarramento che bloccava «G2» tramite D1 si interrompe, ed il multivibratore innesca normalmente.

Il segnale, tramite R4, è inviato ai transistori TR1 e TR2 che fungono da amplificatori in «Darlington». Il carico comune della coppia è R5. C3 serve per trasferire l'audio allo stadio di uscita, rappresentato dall'IC «TAA611-B12» un «classico» che tutti conoscono, impiegato tradizionalmente.

Se la potenza di 1,7 W disponibile è poca per l'uso (ad esempio se il segnale deve essere percepito **lontano,** in un ambiente molto rumoroso), l'intero amplificatore finale può essere sostituito con un altro che eroghi 5 W o più. Dal punto di vista meccanico, questa trasformazione risulta particolarmente semplice perché l'apparecchio è costituito da un «modulo» generatore-preamplificatore e un secondo «modulo» di potenza.

Il prototipo, come «power» impiega un amplificatore premontato AM1 della Ditta G. Vecchietti (GVH). La stessa Ditta, con le medesime dimensioni, produce il modello AM3, che grazie ad un IC più potente offre 8 W di picco. L'aumento è quindi facile, se si avverte la necessità.

Tra l'altro, nulla impedisce che il lettore interessato a questo avvisatore realizzi la sezione di uscita con uno dei tanti IC Motorola o Sinclair, o SGS-Ates ultimo modello, in grado di erogare 20 W di picco; la presenza dei transistori TR1-TR2, nel circuito garantisce un pilotaggio dall'ampiezza sufficiente per qualsiasi integrato di potenza oggi in commercio.

Il generatore, comunque, non deve essere alimentato con una tensione superiore a 10 V; quindi, scegliendo un «power» più largamente dimensionato, che necessiterà una

ELENCO DEI COMPONENTI

Ap	=	altoparlante da 8 Ω; 2 W o altro adatto all'amplificatore di potenza scelto
C1	=	condensatore da 270 pF (si veda il testo)
C2	=	eguale al C1 (si veda il testo)
C3	=	condensatore elettrolitico da 10 μF/9 VL
C4	=	condensatore da 1.000 pF
C5	=	condensatore elettrolitico da 100 μF/9 VL (°) oppure 12 V
C6	=	eguale al C5
C7	=	condensatore ceramico da 100.000 pF (°)
C8	=	condensatore elettrolitico da 220 μF/9 VL (°)
C9	=	condensatore da 150 pF (*)
C10	=	condensatore da 47 pF (°)
CX	=	si veda il testo
D1	=	diodo al silicio per segnali 1N4148, 1N914, BA127 o similari
IC1	=	circuito integrato C-Mos HBF4011 oppure CD4011
IC2	=	circuito integrato TAA611 (si veda il testo)
R1	=	resistore da 10 MΩ, 1/2 W, 10%
R2	=	eguale ad R1
R3	=	eguale ad R1
R4	=	resistore da 22.000 Ω, 1/2 W, 10%
R5	=	resistore da 820 Ω, 1/2 W, 10%
R6	=	resistore da 1.000 Ω, 1/2 W, 10% (°)
R7	=	resistore da 33 Ω, 1/2 W, 10% (°)
TR1	=	transistore 2N2222
TR2	=	eguale al TR1

NOTA: le parti indicate con il suffisso (°) hanno il loro valore legato all'impiego dell'IC TAA611. Se si impiega un modello diverso di «power», anche il valore di queste muterà.

VB più grande, sarà necessario ridurla al valore detto mediante uno Zener da 1 W ed una resistenza di caduta appositamente calcolata, per la sezione precedente.

Passando ora ai commenti «pratici», diremo che a nostro parere una soluzione costruttiva semplice è quella che si vede nelle fotografie, con il pannello generatore e l'amplificatore uniti con distanziatori a colonnetta. I due, assieme all'alimentatore di rete (che non occorre sia stabilizzato, ed avrà una corrente massima di uscita determinata dal «power» scelto, considerando che il generatore assorbe pochi mA) e l'altoparlante, saranno raggruppati in una scatoletta contenitrice.

La placchetta che serve per l'azionamento (K) può essere posta sull'involucro, ma se questa soluzione è scomoda, nulla impedisce di impiegare un cavetto schermato (per audio) di qualche metro di lunghezza, come collegamento.

Se, per esempio, il nostro apparecchio serve come «campanello» da abitazione, o da ufficio, la superfice sensibile deve essere posta accanto allo stipite della porta, ed il contenitore sarà ovviamente dall'altra parte del muro, sospeso in alto o come risulta più pratico. Ecco quindi la necessità del raccordo.

Abbiamo già detto che il circuito non risente delle cariche di elettricità statica, ma ovviamente può rispondere ad impulsi di RF che siano captati tramite la connessione; oggi con la diffusione degli apparecchi CB, se non si curano questi dettagli, si possono avere seri fastidi.

A rendere «freddo» l'ingresso per la RF provvede il condensatore CX, che sarà impiegato solo se il cavo è abbastanza lungo, ed avrà un valore compreso tra 1.000 pF e 10.000 pF a seconda delle possibilità di captazione di impulsi spuri di livello modesto o maggiore. Oltre a 10.000 pF non conviene salire, perché la carica dell'elemento può a sua volta rendere instabile la commutazione del «G1».

La figura 2 mostra il piano di montaggio per la sezione generatore-preampli. Le piste del circuito stampato sono «al naturale» (scala 1 : 1) per poter essere ricopiate più facilmente.

Il lettore che conosce gli IC «COS-MOS» sommariamente, può avere qualche preoccupazione in merito alla saldatura.

E' vero, che i primi IC «MOS», specie LSI temevano molto i campi elettrostatici, e dovevano essere maneggiati con una estrema cautela, tant'è vero che le Case produttrici li fornivano con una speciale spugna di carbone che cortocircuitava i piedini.

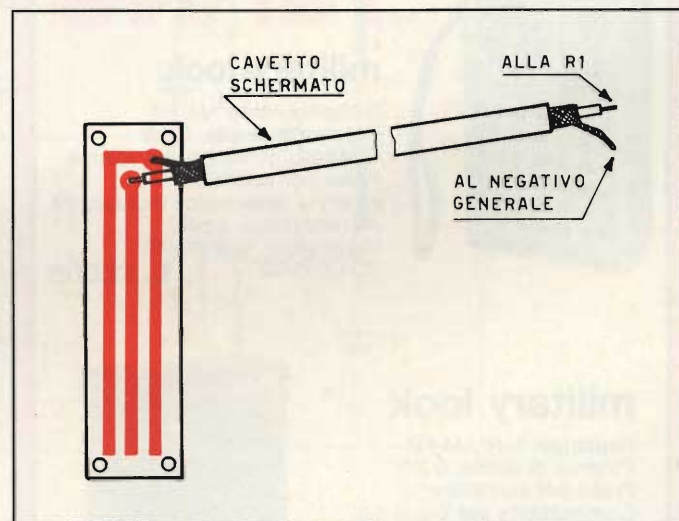



Fig. 3 - Placchetta sensore in scala 1 : 1.

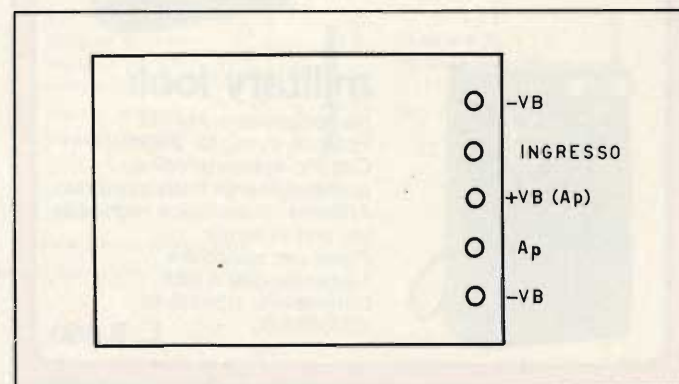



Fig. 4 - Connessioni dell'amplificatore premontato «AM1».

Così come è avvenuto per i transistori, però, ora i COS-MOS sono protetti internamente, e non risultano più fragili dei soliti DTL o TTL, quindi le operazioni di cablaggio possono essere normalissime. Per esempio, **non è vero** che questi integrati necessitano di uno zoccolo. Se lo si vuole impiegare per prudenza, per facilitare una eventuale sostituzione futura e simili, benissimo; ma di **indispensabilità** non si può proprio parlare, tant'è vero che anche il CD4011 utilizzato nel nostro prototipo è direttamente saldato in circuito, come si vede osservando le fotografie con attenzione.

Le altre parti che completano la basetta non creano la minima perplessità. Solo D1, merita una nota. Questo, è talmente piccolo che non ha possibilità di dissipare il calore, quindi non lo si deve connettere con i terminali troppo raccorciati, perché altrimenti una rottura ... si va proprio a cercarla!

Una volta che il pannellino sia completo, lo si può collaudare connettendolo ad una sorgente di alimentazione che eroghi un minimo di 7 V ed un massimo di 10, e ponendo una cuffia ad **alta impedenza** (2000 - 4000 Ω) in parallelo alla R5. Se la cuffia non è disponibile, ovviamente si può usare un signal-tracer, o qualunque altro amplificatore connesso tra C3 ed il negativo generale.

Toccando con le dita R1 e la massa, si deve udire il segnale. Volendo, per non dover più ritoccare la sezione, in questa fase del lavoro si può anche collegare il cavetto di raccordo, lungo quando basta (la calza schermante va connessa al negativo!) e la placchetta sensibile riportata nella figura 3, nonché il CX, ed effettuare un collaudo totale. Ultimate le prove, l'assemblaggio generale, con la sezione di potenza prescelta e l'alimentatore di rete sarà facilissimo.

Non vi sarebbe molto altro da dire, ma aggiungeremo che avendo l'accortezza di montare al posto dei condensatori C1 e C2 quattro spinottini, e connettendo a questi diverse capacità in sede di messa a punto finale, si può «personalizzare» il suono. Per esempio, lasciando C1 com'è indicato, da 270 pF, ma scegliendo per C2 un elemento da 120-150 pF, il sibilo che scaturirà dall'altoparlante sarà stridulo ed acuto. Poi ché l'orecchio umano è più sensibile ai suoni alti, anche se il segnale in tal caso risulta sgradevole, compie meglio la sua funzione di avviso.

In certi ambienti però, i suoni acuti prevalgono, ed allora è meglio avere una segnalazione diversa.

Per avere un suono più grave e «rotondo» simile alla sirena dei natanti, C1 e C2 possono essere aumentati a 680 pF.

Raccomandiamo di non connettere e togliere i condensatori **con lo stadio innescato** (per mantenerlo in funzione basta cortocircuitare il cavetto di ingresso, come è ovvio) perché i transitori causati dalle manovre potrebbero danneggiare l'IC, e ciò, finanziariamente potrebbe essere trascurabile, dato che costa poche centinaia di lire, ma non «praticamente». Infatti, poiché il CD4011 è saldato alla basetta, la sua sostituzione potrebbe equivalere a distruggere lo stampato e dover buttare via il tutto, ricominciando da capo.

Ed il tempo costa, indubbiamente!

Adattatore convertitore O.C.

Questo montaggio permette di ascoltare i trasmettitori OC stranieri partendo da un ricevitore radio classico che abbia una gamma di ricezione OM. La particolarità di questo piccolo convertitore è di essere equipaggiato di due transistori del tipo a effetto di campo le cui caratteristiche si prestano bene a questo tipo di applicazioni.

a cura di M. COLOMBO

I ricevitori radio sono dei modelli detti «supereterodina», all'interno dei quali si effettua una miscelazione di frequenza e una conversione intermedia a 455 o 480 kHz. Il montaggio costituisce un sistema a doppio cambiamento di frequenza. In questo modo un ricevitore che copra la gamma OM da 530 a 1.600 kHz può servire da amplificatore di frequenza intermedia regolabile.

SCHEMA DI PRINCIPIO

La figura 1 presenta lo schema di principio di questo convertitore il quale permette l'ascolto in OC delle bande da 14 a 31 MHz in cui il traffico è molto intenso. Inoltre con questo montaggio si copre la frequenza dei Walkies-talkies a 27 MHz. Esaminando lo schema ci si rende conto che il transistore T1 adempie le funzioni di un amplificatore-miscelatore mentre T2 costituisce l'oscillatore locale. La frequenza di quest'ultimo è resa regolabile per permettere la conversione sulla totalità della gamma da 14 a 31 MHz grazie all'impiego di L2 e del condensatore variabile C2.

La presa intermedia di L2 provoca l'oscillazione di T2, mentre il punto caldo della bobina è collegato per mezzo della cellula R2 C3 al «gate» (o porta) del FET. L'alimentazione del circuito drain «D» è effettuato tramite il filtro L3/C6 che blocca il ritorno indesiderato delle oscillazioni.

Il transistore T1 è montato in «sorgente comune» con una contro-reazione inserita nel circuito sorgente, e cioè R1/C4. Il segnale incidente raccolto

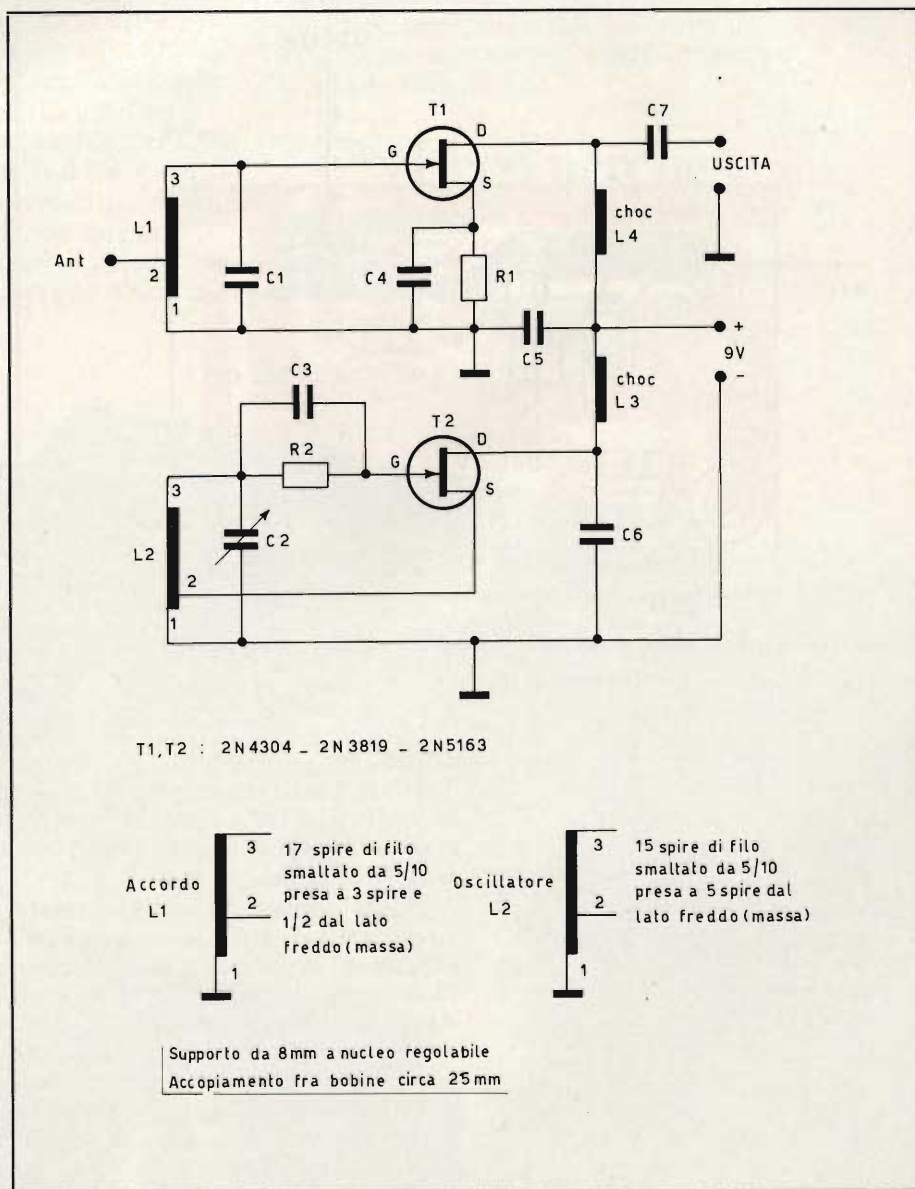



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore per onde corte.

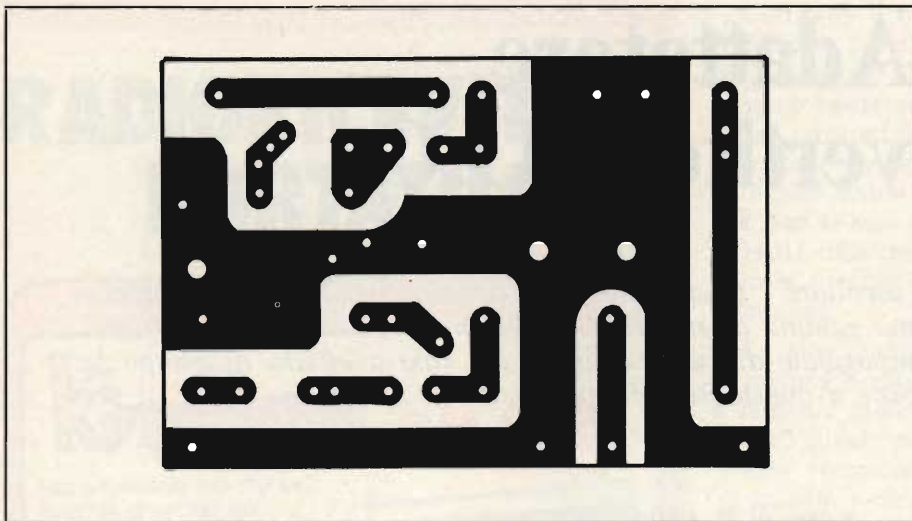



Fig. 2 - Circuito stampato visto dal lato rame in grandezza naturale.

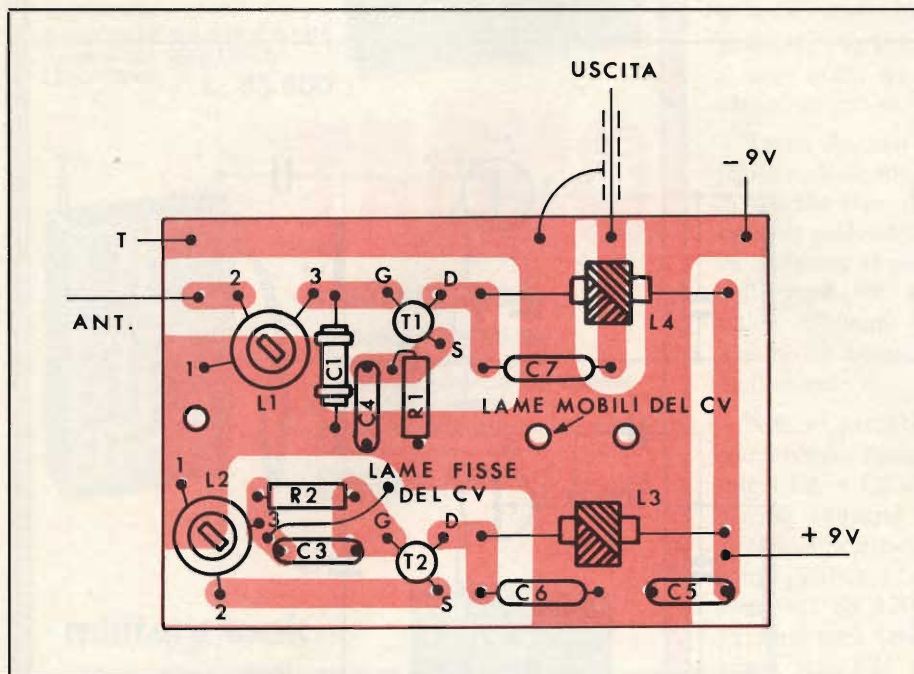



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

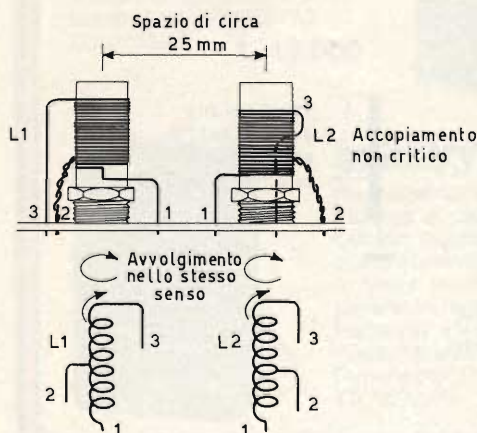



Fig. 4 - Costruzione delle bobine.

dall'antenna e applicato al circuito d'entrata L1/C1 è centrato sulla parte mediana della gamma da ricevere grazie al nucleo di ferrite che si sposta all'interno di L1.

Questi segnali inviati sull'entrata (o porta «G») di T1 si ritrovano amplificati sul drain grazie alla induttanza di carico L4. Ma T1 non si arresta a questa unica funzione. In effetti con un accoppiamento di mutua induzione (avvicinamento determinato delle bobine L1 e L2) l'oscillazione generata da T2 è mescolata al segnale di ricezione di T1, in modo tale che, se L1/C1 è calibrato sulla frequenza di 27 MHz e la frequenza dell'oscillatore è precisamente 26 MHz, la frequenza ricevuta meno la frequenza di oscillazione determinerà la frequenza sulla quale dovrà essere regolato il ricevitore OM, cioè in questo caso 27 MHz - 26 MHz = 1 MHz o 1000 kHz, cioè verso la parte inferiore della gamma.

In verità quando si regolerà il ricevitore OM su 1000 kHz si riceverà la frequenza 27 MHz. Nella parte superiore della gamma avremo 27,5 MHz — 26 MHz = 1,5 MHz. Quando si regolerà il ricevitore su 1,5 MHz si riceverà la frequenza 27,5 MHz. La gamma da 27 a 27,5 MHz sarà dunque ricevuta regolando il ricevitore fra 1 e 1,5 MHz e così di seguito per ciascuna frequenza d'oscillazione diversa.

Tramite C7 il nuovo segnale è applicato in antenna al ricevitore OM.

L'alimentazione si effettua per mezzo di una pila di 9 V miniatura, poiché il consumo è assai modesto.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per la realizzazione pratica di questo convertitore e dato che si tratta di un montaggio in alta frequenza bisognerà ricorrere ad un circuito stampato realizzato su basetta di resina epossidica.

In figura 2 è illustrato il tracciato del circuito stampato.

L'esecuzione del circuito stampato non richiede attenzioni particolari, converrà tuttavia curare la realizzazione delle bobine L1 e L2.

Per coprire la gamma da 14 a 31 MHz la bobina di accordo L1 comporterà 17 spire accostate di filo smaltato da 0,5 mm, avvolto su un supporto di 8 mm di diametro e dotato di un nucleo regolabile in ferrite.

La presa di antenna di questa bobina si effettuerà a tre spire e mezzo dal lato freddo.

La bobina oscillatrice L2 comprenderà 15 spire accostate del medesimo filo su un medesimo supporto con una presa a 5 spire dal lato freddo (massa). In quanto alle bobine di choc o di arresto L3 e L4, potranno essere realizzate avvolgendo sul corpo di una resistenza di 1 MΩ circa 40 spire di filo isolato su seta proveniente da un gruppo di recupero OM o OL. I reofori della resistenza serviranno da punti di collegamento. Le spire potranno essere fisate con l'aiuto di un po' di smalto per unghie.

La figura 4 illustra il montaggio dei componenti sul circuito stampato. Le

bobine L1 e L2 sono semplicemente fissate dalle loro connessioni di uscita che sono tre.

Tutti i componenti sono disposti in piano sulla basetta. I transistori a effetto di campo T1 e T2 dovranno obbligatoriamente essere montati su degli zoccoli per evitare la loro distruzione durante le operazioni di saldatura. Come lo precisa la vista esplosa del modulo, il condensatore variabile sarà montato per ultimo e come indicato.

Il montaggio così realizzato sarà in seguito montato e fissato sul supporto di legno le cui dimensioni corrispondono presso a poco a quelle della basetta del circuito stampato. Il fissaggio è assicurato da due distanziatori da 10 mm.

MESSA A PUNTO

La messa a punto del convertitore è semplice. Si dovrà disporre di un ricevitore OM classico con una larghezza di banda intorno a 700 kHz circa.

Vi sono due soluzioni possibili: se il ricevitore possiede una presa d'antenna per «auto», sarà sufficiente collegare l'uscita del convertitore a questa presa per mezzo di un attacco coassiale tipo televisione o FM oppure se il ricevitore non possiede presa di antenna, si potrà, per mezzo di un filo unifilare isolato, fare due spire attorno al radioricevitore per formare un'anello di induzione come indicato nel disegno di figura 7.

All'accensione del convertitore si noterà un soffio nel radioricevitore e manovrando lentamente il condensatore variabile C2 si potranno sintonizzare le varie stazioni.

Saranno necessari alcuni tentativi per ottenere il miglior posizionamento dell'anello sul ricevitore.

Una presa di terra, sebbene non obbligatoria, migliora considerevolmente la sensibilità dell'apparecchio.

Una antenna di qualche metro ben installata procura le migliori ricezioni. Infine, se l'apparecchio dovrà essere introdotto all'interno di una custodia, sarà necessario far passare i fili d'alimentazione tra la basetta del circuito stampato e la base, evitandone la vicinanza delle bobine per non provocare dei falsi accordi del circuito oscillatore.

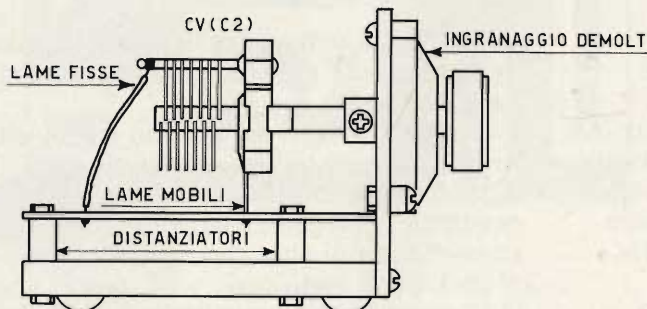



Fig. 5 - Condensatore variabile.

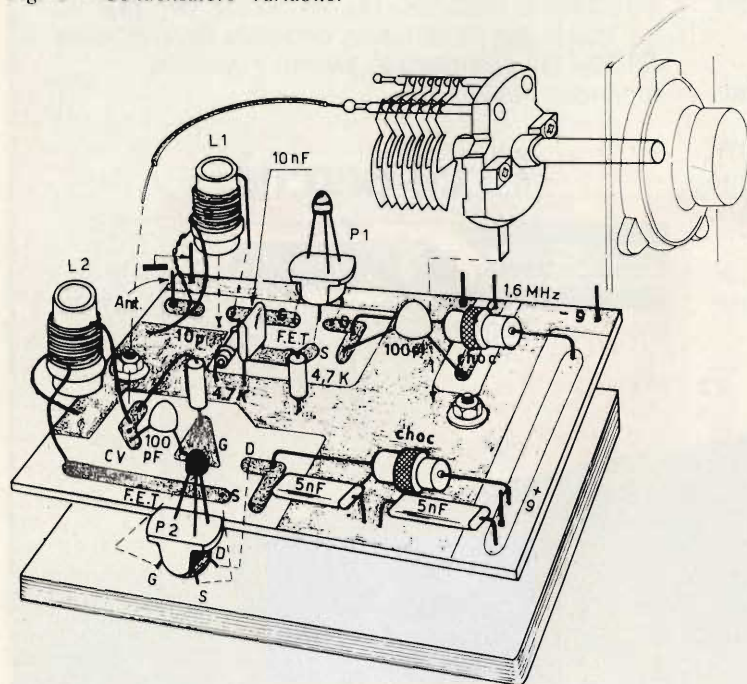



Fig. 6 - Vista esplosa del montaggio del convertitore.

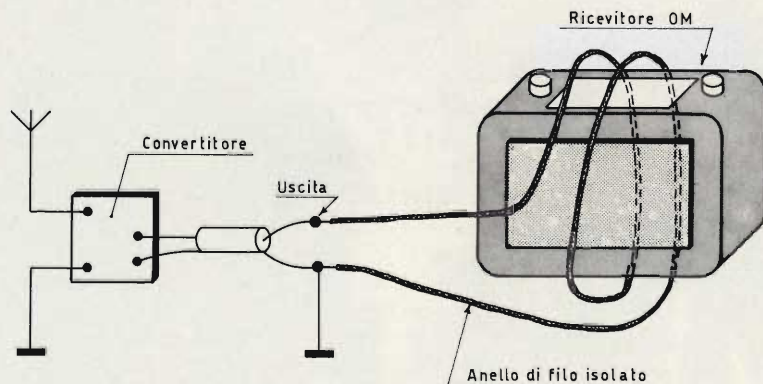



Fig. 7 - Se il ricevitore non possiede la presa d'antenna si può effettuare un anello di due spire come indicato nel disegno.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	**: 4,7 kΩ**
R2	**: 47 kΩ**
C1	**: 10 pF ceramico**
C2	**: 50 pF variabile**
C3	**: 100 pF**
C4	**: 10 nF ceramico**
C5	**: 4,7 nF ceramico**
C6	**: 4,7 nF ceramico**
C7	**: 100 pF**
T1	**: 2N3819 2N4304 2N5163**
T2	**: come T1**
L1	**: bobina d'accordo**
L2	**: bobina oscillatrice**
L3	**: vedi testo**
L4	**: vedi testo**

IL "BIOMETRO": uno strumento per ricerche insolite

Sviluppato da Giorgio Fippi IW∅ AEZ

Tutti conosciamo le «grandi-lapidi-del-sapere»; una di queste afferma: **«Ogni cellula reagisce ad uno stimolo nel modo che le è consono».** Nel campo animale, ad esempio, se stimoliamo una cellula muscolare con una scarica elettrica, essa si contrarrà in quanto la sua funzione è caratterizzata dalla contrattilità; si veda il famoso test di Galvani.

Una identica contrazione, però, la possiamo ottenere anche con stimoli meccanici, termici e chimici.

Parimenti, una cellula nervosa, detta anche neurone, risponderà generando una differenza di potenziale qualunque sia lo stimolo ad essa applicato. Normalmente, queste differenze di potenziale sono trasmesse dai nervi sino agli organi che possiamo definire «bersaglio», o attuatori.

Nel campo dell'uomo, il sistema nervoso è formato da circa trenta miliardi di neuroni deputati alla trasmissione di impulsi, mediante spostamenti ionici, che hanno ddp dal livello bassissimo, se comparato a pressoché qualunque sistema elettronico, e si sono potute studiare in modo abbastanza approfondito solo grazie alle più moderne apparecchiature «solid state».

In pratica, tali ddp sono dell'ordine del millivolt; di pochi milivolt nel migliore dei casi.

«Tensioni» alquanto difficili da verificare con i voltmetri elettronici tradizionali, a tubi. Tra l'altro, mai rilevabili tra i poli, ma da misurare a distanza dai punti di origine, tramite fasce di tessuti che ovviamente tendono ad attenuarle.

Anche se esistono tutte queste difficoltà, le ddp biologiche sono molto interessanti, ed al limite schiudono nuovi campi di ricerca perché sono sovente correlate a malattie e numerosi sperimentatori sostengono che si manifestino mutazioni in esse prima che insorgano i sintomi tipici considerati dalla scienza ufficiale.

Si è quindi condotta una piccola ricerca sulle loro manifestazioni, ed allo scopo si è elaborato un semplicissimo millivoltmetro in grado di rivelarle.

IL CIRCUITO DELLO STRUMENTO

Volendo realizzare un «biometro», ovviamente ci siamo indirizzati verso un circuito molto affidabile; per nulla foriero di valutazioni erronee o causali.

Un amplificatore differenziale, in pratica. Ovvero, per ottenere la sensibilità richiesta, **tre** amplificatori differenziali in cascata, costituenti un unico complesso in grado di rilevare ddp dell'ordine del mV con certezza.

Chiunque abbia una certa pratica di elettronica, conosce il circuito-base relativo: si tratta di due transistori utilizzati con l'emettitore in comune, e polarizzati in modo strettamente identico. In questa situazione, le correnti risultano bilanciate in modo proporzionale alla «zero set», e se si applica una ddp ad una delle due basi, la corrente che ne risulta scorrerà in un indicatore di azzeramento collegato tra i collettori, in misura relativa al «Beta» del transistore interessato.

Il nostro **bio-elettrometro** (più praticamente definito «biometro») utilizza tre successivi stadi, come abbiamo detto, per rivelare ogni tipo di stimolo anche minuscolo ed anche attenuato da spesse zone di tessuti circostanti. Come si vede nella figura 1, il sistema è rigidamente simmetrico; non importa però che i transistori siano selezionati per un Beta eguale; infatti, i trimmers potenziometrici R1, R2, R3 e R4 provvedono al bilanciamento di esemplari anche dal guadagno sensibilmente diverso.

Chi nota nell'elenco delle parti che i transistori impiegati sono al Germanio, forse si meraviglierà per questa «corsa all'inverso» rispetto al progresso, ma la scelta non è causale, infatti i Ge, hanno un «ginocchio di conduzione» molto più basso dei corrispondenti Si, quindi in definitiva il tutto risulta più sensibile ai piccoli valori.

Ci si meraviglierà inoltre che sia preferito un complesso di transistori bipolari invece di un IC del genere μA 702, μA 709, μA 741. In effetti, anche l'IC serve, per risolvere il problema, e molto bene; pretende però due diverse pile e risulta non di rado «brusco» nella curva dell'amplificazione, sicché in certi casi può essere troppo «duro», e durante la ricerca può divenire troppo sensibile, provocando un battito sul fondo-scala dell'indicatore che più volte sovraccaricato non può che rompersi.

Gli IC & Co, vanno assai bene quando si sà esattamente «cosa» si deve misurare, ma questo è uno strumento per ricerche **iniziali,** quindi così com'è offre buone prestazioni, senza considerare i vantaggi economici e di minor ecomplessità.

A questo proposito, è da dire che il microamperometro a zero centrale, non è indispensabile, anzi può essere sostituito con vantaggio da un VCO (oscillatore controllato dalla tensione) collegando al posto del movimento un resistore fisso dalla eguale resistenza interna, ed inviando i due terminali al dispositivo che sarà a bassa frequenza, sicché si possono udire in al-

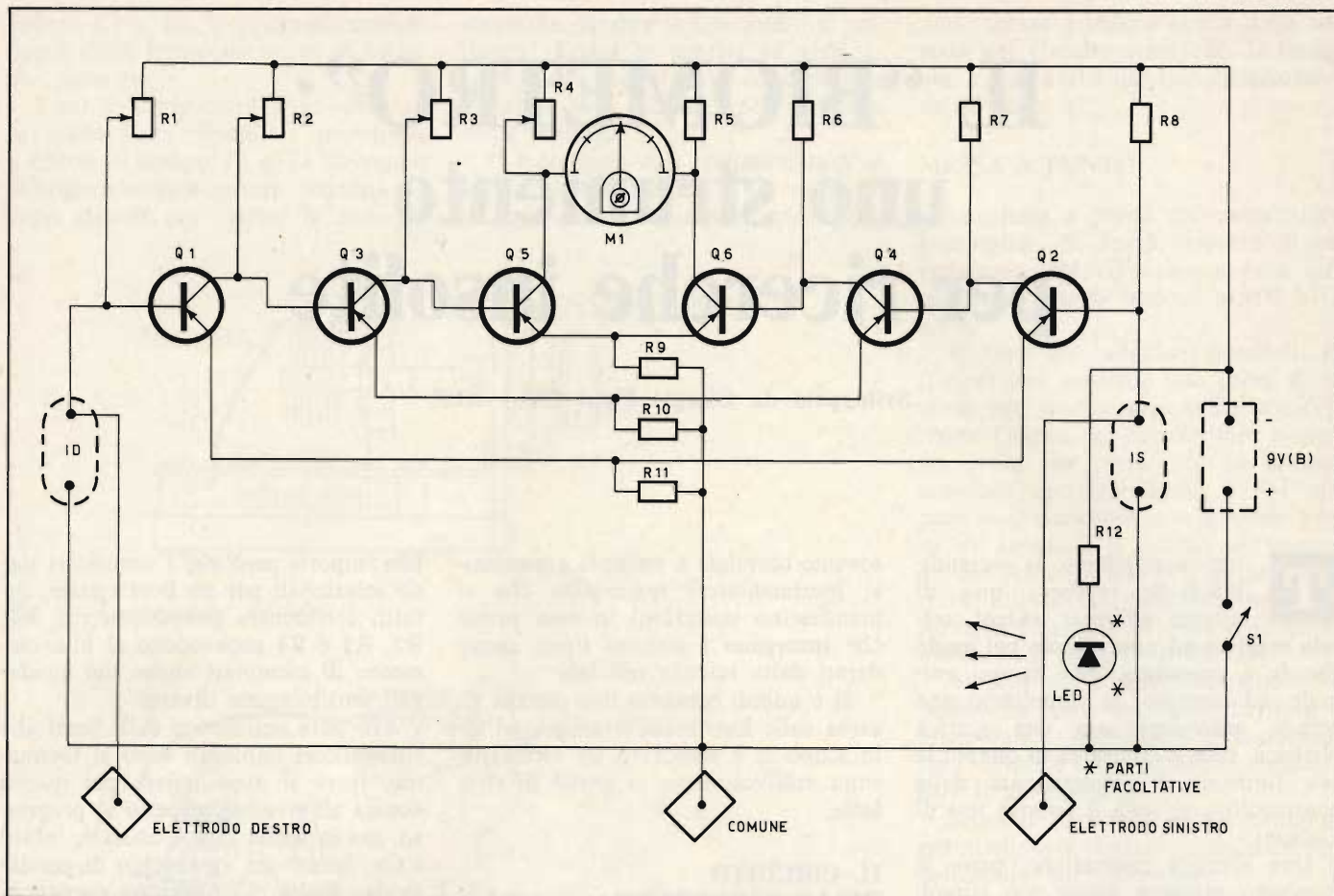



Fig. 1 - Schema elettrico del biometro.

toparlante (o meglio in cuffia) le differenze di timbro.

Perché tale soluzione è conveniente? Semplice, perché l'udito umano è **sensibilissimo** alle variazioni di frequenza, tanto da distinguere 10 Hz su 1.000 con facilità.

Se il VCO è studiato bene, si potrà quindi ben notare l'equivalente della variazione di μA (!) non certo apprezzabile con altrettanta facilità sulla scala dell'indicatore a bobina mobile.

IL MONTAGGIO MECCANICO

Chi scrive, professionalmente è interessato alla medicina, e l'elettronica si limita ad amarla come dilettante.

Di conseguenza l'apparecchio che si vede nelle fotografie è assai rudimentale, non essendo stato costruito dal tecnico, ma dallo sperimentatore.

Il fatto però che funzioni perfettamente anche in tale «arrangiamento» è prova della sua non criticità.

L'involucro impiegato è un Teko-GBC da 100 per 45 per 75 mm, metallico. Su questo è fissata la presa per gli elettrodi, l'indicatore (affacciato al pannello) l'interruttore generale S1, nonché il LED «spia dell'accensione». Il sistema elettronico trova una ottima sistemazione su di un pannellino da 60 per 40 mm, a circuito stampato, le cui piste sono riprodotte nella figura 2, in scala 1:1.

Per completare questo, non vi sono certo problemi salvo uno: i transistori al Germanio sono più sensibili alla temperatura di quelli al Silicio, in quanto le giunzioni fondono o mutano caratteristiche a valori abbastanza limitati.

Si deve quindi effettuare il cablaggio con pazienza ed un pizzico di abilità, oltre che con un saldatore poco potente e ben pulito.

Le connessioni pannello-presa (degli elettrodi) è bene siano brevi, mentre non vi è problema per quelle dirette all'indicatore.

LA MESSA A PUNTO STATICA

Se il lettore teme che l'apparecchio dia luogo a soverchie complicazioni, si tranquillizzi. Per regolarlo basta poco.

La miglior procedura, è impiegare il Tester su di una portata bassa in V, e con questo misurare la differenza di tensione esistente tra i collettori di Q1 e Q2, dopo aver **cortocircuitato** gli ingressi «ID» - «IS».

Si regoleranno R1 ed R2 sino ad ottenere la lettura zero, quindi si passerà sulla scala **più sensibile** offerta dal misuratore, e si raffinerà la misura ulteriormente, con la pazienza necessaria.

Si riporterà il Tester su di una scala bassa, ma non estremamente bassa, e si eseguirà la medesima operazione per la coppia Q3 - Q4, regolando R3. Poi, come prima, si effettuerà la «taratura fine» al limite della sensibilità.

Il lavoro sarà ultimato trimmando R4 per Q5-Q6.

GLI ELETTRODI

Come si apprende in ogni aula di elettrologia di liceo, basta immergere due elettrodi formati da metalli diversi in una soluzione elettrolitica per ottenere una differenza di potenziale, quindi, per le ricerche elettriche sugli

animali (umani compresi, come è ovvio) gli elettrodi-esploratori dovranno essere **dell'identico** metallo, ritagliati dallo stesso foglio, altrimenti, posti a contatto con la cute diverrebbero una pila in cui l'elettrolita è rappresentato dai sali disciolti nel sudore.

Tra i tanti elettrodi «improvvisati» che si possono utilizzare, servono dei rettangoli in rame laminato da 20 per 35 mm. Saranno tre in tutto; uno di «ritorno generale» corrispondente al positivo, due da collegare agli ingressi ID - IS, mediante trecciola flessibile isolata. I fili di connessione potranno essere lunghi circa un metro. Meglio assai, servono gli elettrodi per cardiologia a pompetta, che si possono reperire con facilità presso i rivenditori di materiali sanitari.

Non costano troppo, e garantiscono che le letture siano veritiere.

PROVE SUL CORPO UMANO E NON

Considerato che i liquidi del nostro organismo sono dei buoni conduttori di elettricità, le fluttuazioni di potenziale che rappresentano la somma algebrica dei potenziali d'azione delle singole fibre nervose, sono registrabili sulla superfice corporea garantendo un buon contatto tra essa ed il sistema di misura.

Vediamo come poter visualizzare alcune delle principali correnti che circolano nel nostro corpo.

A questo scopo, possiamo rifarci all'esperienza della cardiologia clinica, collegando i tre elettrodi di cui sopra, rispettivamente due ai polsi, ed uno alla caviglia sinistra.

Notoriamente, l'uomo della strada teme gli apparecchi elettromedicali; pensa che dentro vi siano sorgenti ad alta tensione, e che «Zap!» il medico, premendo un bottone, magari per errore, possa far mutare un individuo potenzialmente sano in una sorta di «Mostrino del Dott Frankensteine jr.».

In questo caso, i timori non possono verificarsi, perché chi ha costruito l'apparecchio lo conosce come le proprie tasche, quindi può offrirsi come cavia di sé medesimo (!) in tutto relax.

Allora, collegati bene gli elettrodi (per un buon contatto è consigliabile ricoprire la superficie interessata con vaselina pura filante impastata con del sale da cucina comune) si potranno visualizzare le cosiddette derivazioni «aumentate degli arti».

ELENCO DEI COMPONENTI

B	=	**pila da 9 V per apparecchi radio tascabili**
LED	=	**diodo elettroluminescente di tipo usuale**
M1	=	**indicatore con «zero centrale» da 50 - 0 - 50 μA**
Q1	=	**transistore 2N1304, ASY26 o similare**
Q2-Q3-Q4-Q5-Q6	=	**eguali al Q1**
R1	=	**trimmer potenziometrico miniatura da 500.000 Ω**
R2	=	**trimmer potenziometrico miniatura da 50.000 Ω**
R3	=	**trimmer potenziometrico miniatura da 5.000 Ω**
R4	=	**eguale ad R3**
R5	=	**resistore da 2.700 Ω, ½ W, 5%**
R6	=	**eguale ad R5**
R7	=	**resistore da 33.000 Ω, ½ W, 5%**
R8	=	**resistore da 330.000 Ω, ½ W, 5%**
R9	=	**resistore da 2.700 Ω,**
R10	=	**eguale ad R9**
R11	=	**eguale ad R5**
R12	=	**resistore da 820 Ω,**
S1	=	**interruttore unipolare**

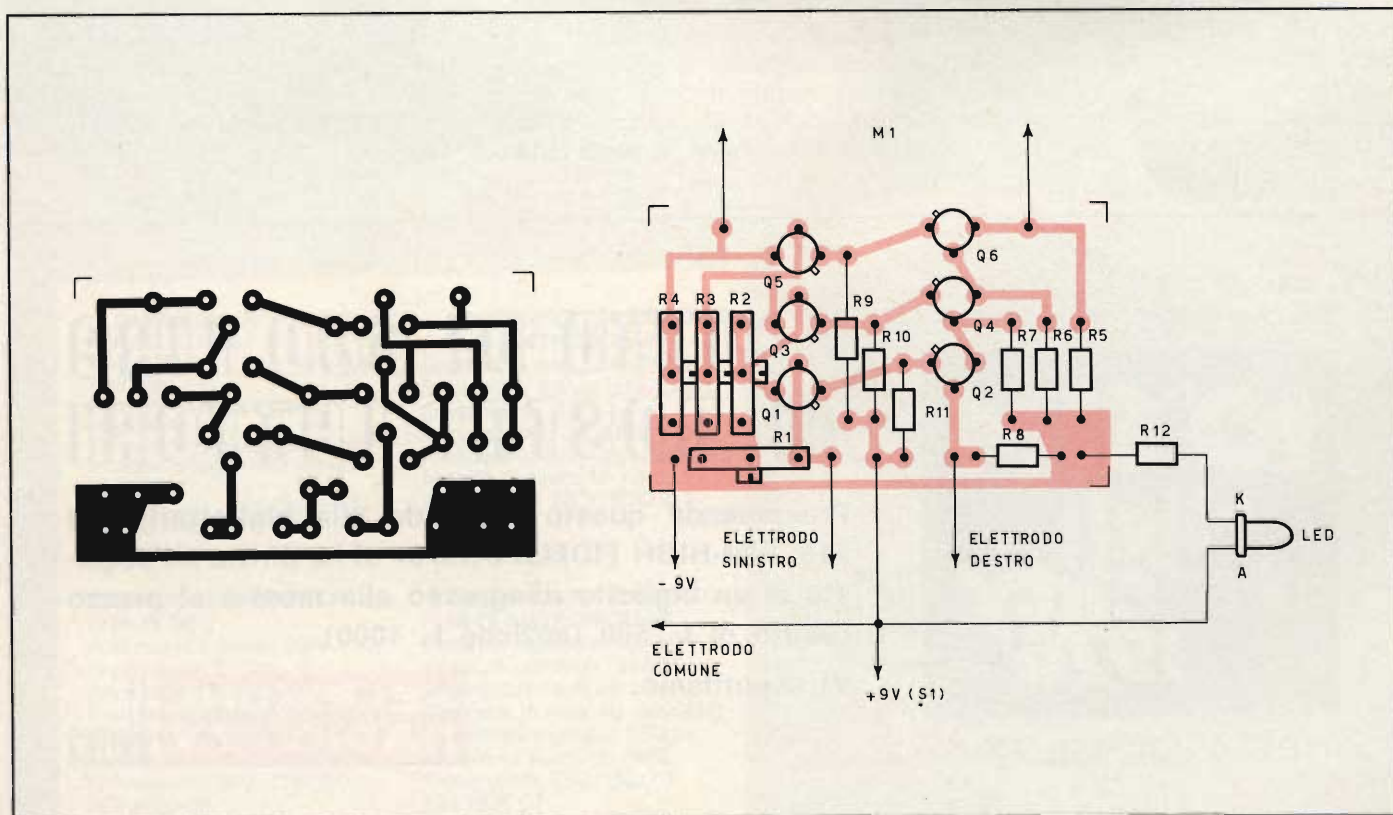



Fig. 2 - Circuito stampato e disposizione dei componenti.

Fig. 3 - Vista interna del prototipo del biometro a realizzazione ultimata.

Se ci si corica, e si pongono le mani sotto ai glutei, ci si rilassa completamente, si noterà che l'ago dell'indicatore inizia ad oscillare in sincronia con le pulsazioni cardiache. Respirando profondamente, noteremo che l'indice aumenterà la frequenza di oscillazione.

Ora, chiedendo il favore di assisterci ad una gentile collaboratrice, potremo chiudere gli occhi e farci massaggiare leggermente le palpebre. Le indicazioni... dipenderanno dal tipo di sensazione ricevuta. (NDR: Se **il microamperometro prende fuoco, ai fini scientifici è meglio cambiare assistente**).

Una diminuzione nella frequenza accadrà comprimendo alternativamente la zona più bassa del collo presso gli sterno cleidomastoidei (muscoli del collo che flettono la testa sul tronco).

Collegando un oscilloscopio al posto dell'indicatore a bobina mobile, secondo quanto detto in precedenza, unendo diversi fili assieme e collegandoli agli ingressi, si potrà sondare la zona toracica, notando sullo schermo impulsi diversi come forma ed ampiezza.

Di qui in poi può iniziare ogni tipo di ricerca, anche relativa alle onde cerebrali. Questa si può portare avanti applicando l'elettrodo «comune» (a pompetta) sulla fronte, e gli altri prima sulla nuca, poi in vari punti del cuoio capelluto scendendo via via agli arti.

Al di fuori dal campo medico, il bio-elettrometro ha numerosissime applicazioni. Una delle più interessanti è lo studio delle reazioni dei vegetali a stimoli di varia natura.

Poiché i vegetali generano tensioni estremamente deboli, l'indicatore non servirà più, e l'alternativa sarà tra il display oscilloscopico ed il VCO.

In questo caso, gli elettrodi usati saranno due, uno conficcato nel terreno e l'altro esplorante varie zone del fusto e delle foglie. Oppure uno chiuso a morsetto su di una foglia e l'altro itinerante. Come sempre, il metallo che costituisce le superfici di contatto, deve essere **identico.**

Se la pianta è «tranquilla» le reazioni saranno di poco conto: si noterà una lentissima sinusoide che percorre l'asse X.

Strappando una foglia, però, o bruciandola con la punta della sigaretta si potrà notare che la traccia oscilla bruscamente: **la pianta sente dolore!**

Questo esperimento può essere approfondito, ma se non servisse ad altro, recherebbe già un grosso insegnamento di fondo: la natura va rispettata.

Alimentatore 7 ÷ 30 V - 13 A

di Federico CANCARINI

Il problema più grosso per chi si accinge a costruirsi, pezzo per pezzo, un completo ed efficiente laboratorio è sempre stato, e sarà sempre quello della scelta dei vari strumenti, considerando le spese o d'acquisto o del materiale, se autocostruiti, e considerando anche l'utilità che da tali strumenti risulterà, il che implica uno studio approfondito di caratteristiche, la verifica della versatilità, etc.

Ma, restando tutto ciò in prima linea, tutti sapranno, quale sia il primo vero problema di chi veramente vuole avviare il suo lavoro verso l'optimum di «massimo rendimento e minima fatica»: cioè il fatto di poter subito partire in blocco con un vero «work benck» (magari tutto a montaggio «rack», che pacchia) essenziale ma completo. E per cominciare, che cosa serve? Il denaro, ovviamente, a meno che il suddetto volonteroso lavorante non sia volonteroso quel pochino di più da considerare l'idea di scartare, per il momento, strumenti bell'e fatti (e carucci) per intraprendere una via più faticosa ma meno dispendiosa: il «fatelo da voi».

A questo punto il primo dilemma: che cosa incominciamo a montare? Il dubbio è facilmente risolto, in quanto non tutti, fino a prova contraria, si buttano anima e corpo a montare un complicatissimo frequenzimetro, per poi tirare fuori le vecchie care pile ogni volta che serve far funzionare qualcosa, e sono... dolori!

Quindi, sperando che almeno un Tester il nostro eroe ce l'abbia, ecco che una idea fulminante lo colpisce: ebbene, per prima cosa — è fondamentale — egli si costruirà un alimentatore.

LA PROGETTAZIONE

Effettivamente, se invece di essere nel 1976 fossimo stati nel 1968, potevamo felicemente prendere al volo un paio di ASZ15, qualche zener ed un bello enorme commutatore rotante: il tutto, unito ad un normale NPN e ad un PNP un poco più potente, sarebbe già stato un mostro di alimentatore. E i cortocircuiti? Si stà attenti! (E basta).

Invece siamo nel 76, che già qualcuno non definisce più come l'era degli integrati, ma come l'era dei microprocessori: ma un alimentatore regolato con microprocessore non era ancora nei nostri immediati progetti; (pensate, sennò, che bello: un aggeggio che vi permetterebbe, per esempio, di disporre in uscita di un qualsiasi transitorio di tensione, o magari capace di riprodurre fedelmente qualsiasi stato perturbato di alimentazione...) ; ecco dunque come la nostra scelta sia caduta sull'ormai intramontabile integrato regolatore di tensione serie 723.

Non è dunque una novità, questo alimentatore, ma c'è di bello che unisce doti di alta «performance» a una bella dote: è semplice e poco costoso.

Se per esempio date una rapida occhiata alla basetta già montata, vi renderete subito conto che il montaggio in sè non richiede assolutamente

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore da 13 A descritto nell'articolo.

Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato dell'alimentatore.

grandi doti di perspicacia, ne — conseguentemente — perdite di tempo. E tutto ciò lo diciamo non per sminuire le vostre capacità, ma per prevenire contro certi guai che sicuramente capitano a chi monta alimentatori potenti ma per nulla semplici: quante volte abbiamo verificato di persona delle anomalie paurose nella tensione che avrebbe dovuto essere regolata solo perché c'era un filo troppo lungo e troppo sottile: ricordatevi dunque che l'innesco questo diavoletto maligno, è sempre presente, e chi ne fa le spese siete sempre voi.

Ecco quindi che finalmente possono venire a galla le caratteristiche che fanno di questo alimentatore un ottimo esemplare, nella sua categoria, caratteristiche che certamente apprezzerete.

La possibilità di regolare la tensione di uscita da 7 a 30 V con un carico di 13 A; la possibilità di avere un alimentatore per nulla legato a valori critici della tensione del secondario del trasformatore: difatti, al ponte raddrizzatore PR si potranno applicare da 7 a 25 Volt alternati: ovviamente l'uscita dipenderà dalla tensione di ingresso, e se si vorrà ottenere in uscita di 30 V bisognerà applicarne 25 alternati al ponte. Ad ogni modo ricordate sempre questa altra cosa: in tale circuito la Vin massima e la Vout sono legate strettamente dalla seguente relazione:

Vin max = Vout + 5 Volt

Quindi, di conseguenza, regolatevi opportunamente nelle scelte, che più vi sembreranno appropriate, dei valori di alimentazione.

Inoltre, come è giusto in un buon alimentatore, è presente una protezione contro sovraccarichi e cortocircuiti, ovviamente nell'integrato L 123.

Passiamo ora al circuito elettrico.

Fig. 3 - Caratteristica di un elemento in cui la tensione rilevata ai capi sia indipendentemente dalla corrente (es. diodo zener).

Fig. 4 - Convenzione V/I per un diodo zener.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il disegno dello schema elettrico, visibile in fig. 1, mostra senz'altro la grande semplicità dell'alimentatore, che poggia in pratica totalmente sull' integrato 723 sia esso della serie mA e L. Questo integrato è un regolatore di tensione che speriamo voi senz'altro conoscerete già benissimo: come regolatore (comprendente comparatore, generatore di tensione di riferimento e amplificatore della tensione di errore) è da considerarsi ottimo sotto tutti gli aspetti e, quindi, proprio per questo è usato così frequentemente nelle più svariate applicazioni, dove, nell'agire su una tensione di alimentazione, ci sia bisogno di risparmiare tempo e componenti avendo, inoltre, la massima precisione.

Un dubbio, però è ammissibile in questo caso e deriva dalla possibile domanda «Perché la tensione minima di uscita è di 7 V, e la regolazione stessa della Vout non và da 0 a + 30 V?».

La risposta è relativamente semplice, e riguarda, ovviamente, l'integrato, cioè la zona in cui è assicurato il suo funzionamento lineare, in rispetto delle tabelle dei Data Book.

Ebbene, voi sapete che per generare una tensione di riferimento occorre solitamente un diodo zener in un circuito più o meno complesso, ma sempre alla base di tutto c'è qualche cosa la cui caratteristica rispecchia il diagramma di fig. 3.

Ovviamente, la caratteristica di fig. 3 deve essere rilevata secondo una convenzione tipica dei diodi zener, che è esattamente il contrario della convenzione dei diodi normali. Si vedano le Figg. 4, 5 e 6.

Come avrete notato, la caratteristica di un diodo Zener si può suddividere in tre zone: la zona Zener, per tensioni applicate al diodo maggiori di V zener, la zona di interdizione, che si ha per tensioni applicate comprese fra V cond. e V zener se invece la tensione applicata è minore di V cond., il diodo passa a condurre, ma la corrente che vi scorre attraverso cambia di segno.

A questo punto avrete senz'altro compreso come, per il regolare funzionamento in zona Zener, la minima tensione applicata deve essere almeno V zener, dopodiché il diodo si interdice.

Trasferiamo ora il ragionamento al nostro circuito: poiché nell'integrato è presente, appunto, uno zener che deve essere polarizzato correttamente, e tale zener, come pure l'amplifica-

tore d'errore risultano alimentati dalla stessa tensione del circuito tramite i pins 5 e 8, è ovvio come tale alimentazione non possa mai scendere oltre un certo limite per il non funzionamento del circuito.

Ecco che, per ottenere una escursione da 0 volt in su si sarebbe dovuto complicare il circuito ponendo il negativo dell'alimentazione dell'integrato non a massa, ma a un potenziale minore, introducendo così due secondari nel trasformatore, una alimentazione pseudo duale ecc, e tutto ciò avrebbe complicato le cose, tanto da farci rimangiare i buoni propositi espressi in apertura d'articolo.

Tenendo dunque presente che la maggior parte delle apparecchiature elettroniche analogiche vengono alimentate con tensioni ampiamente prelevate nella gamma da 7 a 30 Volt, potrete constatare dunque l'indubbia razionalità di tale scelta.

Per concludere l'analisi del circuito, basta dire che, ovviamente, il solo integrato non può erogare più di 150 mA di corrente, per cui è necessario

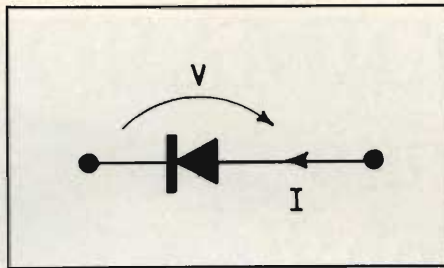



Fig. 5 - Convenzione per un diodo comune.

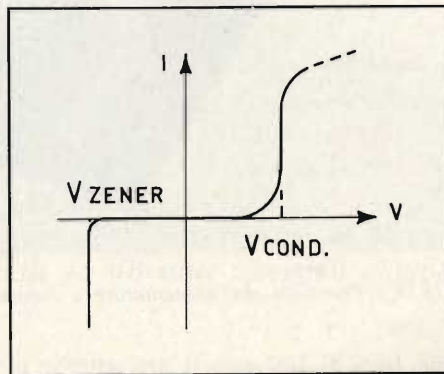



Fig. 6 - Caratteristica di un diodo normale secondo la convenzione di figura 5.

moltiplicare tale corrente massima. Per ottenere questo è bastato applicare esternamente un terzetto di transistori di potenza collegati in maniera opportuna: innanzitutto si ricordi come, per un transistore con Beta = K e funzionante in zona «attiva diretta» valga la relazione: $Ic = KIb \approx Ie$.

Inoltre si tenga presente che una configurazione Darlington ha come effetto quello di moltiplicare i Beta dei transistori. Dato questo si esamini il circuito: si veda come T2 e T3 sono collegati in parallelo (con R2 e R3 atte a compensare eventuali differenze di Beta), mentre (consideriamo per ora T2-T3 come un unico transistore) si veda come T1 sia il pilota del Darlington costituito da T + T' dove T' è la coppia T2/T3. Inoltre alla base di TI arriva la corrente in uscita da IC (pin 6): tale corrente viene moltiplicata tante volte quanto è il beta del Darlington costituito da T + T', e il gioco è fatto.

Certamente, in tali ragionamenti, non si dovranno considerare i parametri massimi altrimenti partendo da

Fig. 7 - Prototipo dell'alimentatore a montaggio ultimato.

una Iout di 100 mA si arriverebbe a ricavare al morsetto positivo una Itot di 80 ampere.

REALIZZAZIONE PRATICA

Con la fig. 2: potete già prendere visione di come montare i componenti: non c'è alcuna difficoltà: P può essere un trimmer oppure, se esterno al circuito, un potenziometro Lineare. Vi raccomandiamo di curare, come al solito, le saldature nonché l'esatta polarità dei componenti, soprattutto il ponte, IC è l'integrato. Ricordate che il contenitore di IC ha 10 piedini, e, visti da sotto, si presenta con i piedini numerati in senso orario, crescenti dall'1 al 10. Il pin 10 è corrispondente alla tacca di riferimento.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	resistore 100 Ω, ¼ W, 5%
R2-R3	=	resistori 47 Ω, ¼ W, 5%
R4-R5	=	resistori 0,1 Ω, 5 W
R6	=	resistore da 2,7 kΩ, ¼ W, 5%
C1	=	cond. elett. 5.000 μF, 35 V
C2	=	cond. ceramico 560 pF
C3	=	cond. ceramico 0,1 μF
P	=	trimmer 10 kΩ
PR	=	ponte raddrizzatore 50 V, 20 A
T1-T2-T3	=	transistori NPN TC 138
IC	=	integrato 723
1 circuito stampato		
1 dissipatore alluminio a «U»		

Siate cauti nel saldare il 723 e non abbiate fretta di finire. Infine, i tre transistori di potenza vanno montati sulla basetta stessa, ma sopra il dissipatore a «U», senza isolari con le solite rondelle e miche. Usate per aumentare il contatto termico del grasso al silicone. A questo punto non vi resta che collegare il secondario del trasformatore al circuito e verificare il funzionamento. Ricordate di usare un trasformatore adeguato alla massima potenza che volete ottenere.

Dopo aver collaudato l'alimentatore vi consigliamo (qualora intendeste farlo lavorare sempre a massimo carico) di fissare il dissipatore ad «U» montato a c.s. al fondo del contenitore per aumentare la dissipazione del tutto.

Vi ricordiamo inoltre che applicando un diodo di grosso amperaggio (almeno 20 A 50 V) in serie al positivo d'uscita e una resistenza da 0,1 Ω 50 W potrete sfruttare il tutto come un ottimo caricabatteria automatico da 13 A la corrente, passando attraverso il diodo, caricherà la batteria che, raggiunta la massima carica, «automaticamente» porrà il catodo del diodo ad un potenziale superiore a −0,7 V, cosicchè il diodo si interdirà e cesserà il passaggio di corrente. Ad ogni modo per ulteriori informazioni riguardo al suo adattamento a caricabatteria vi consigliamo di riprendere il N. 3-76 a pag 217 di Sperimentare.

Questo Kit può essere richiesto contro assegno alla nostra redazione al prezzo di L. 16.000 + L. 1.000 per spese postali.

IL PANORAMICO VHF: amplificatore universale per segnali deboli

Se il lettore non è soddisfatto di come il suo apparecchio radio FM riceve la R.A.I. o le «emittenti libere»; se ha problemi per l'ascolto dei radioamatori che operano sulla banda dei 144 MHz; se non riesce a captare eventuali «servizi» che gli interessino (aeronautica, VVFF etc.); se il suo televisore ha il video «sporco» perché l'intensità di campo è debole, ecco qui il rimedio universale!
Si tratta di un super-Booster che amplifica di ben 20 dB qualunque segnale compreso tra 40 MHz e 250 MHz, oppure di 15 dB tutti i segnali compresi tra 40 MHz e 600 MHz.

di Gianni BRAZIOLI

Poiché l'Italia ha una configurazione fisica assai tormentata, ricchissima di catene montuose, massicci, rilievi e simili, mentre le grandi pianure sono poche, la situazione non è certo favorevole per le comunicazioni VHF. Come è noto, infatti, le onde radio che hanno una frequenza superiore ai 30 MHz, si propagano secondo assi direttivi, tanto che si dice abbiamo «un andamento ottico». I rilievi quindi le ostacolano, le riflettono, le diffrangono.

Abbiamo così le emissioni FM che in certe zone giungono debolissime o non si odono affatto; i radioamatori che per comunicare nell'asse Nord-Sud debbono far uso di ponti, sulla gamma dei 144 MHz; grossi problemi per la ricezione TV e via di seguito.

Forse, proprio perché le dette difficoltà sono sempre state rilevanti, e notate sin dall'inizio dell'impiego delle frequenze alte, in Italia abbiamo una buonissima «scuola» in fatto di amplificatori RF-VHF-UHF detti più comunemente **Boosters** da «to boost», verbo USA che significa incrementare, elevare».

Nella fattispecie (rara avis in terris symillima nigroque cygno) non siamo completamente tributari della tecnica d'oltralpe o d'oltremare. Il che, potrebbe anche dimostrare che se ai nostri tecnici si danno mezzi di ricerca adeguati, come capacità non sono poi secondi a nessuno.

Anzi, gli amplificatori «made in Italy» sono da sempre esportati in tutto il mondo, anche nelle nazioni più progredite sin da quando impiegavano i vecchi tubi.

Tra i prodotti che emergono in questo settore, di recente abbiamo notato la straordinaria «famiglia» di Booster Thick-Film della TEKO.

Questi dispositivi, sono praticamente dei circuiti integrati che impiegano una base ceramica comprendente tutti gli elementi attivi, e sulla quale sono applicati i transistori ed altri sistemi a semiconduttore in «chip».

Qual'è il vantaggio di questa particolare tecnica costruttiva? Semplice, **tutti** i componenti che fanno parte di un circuito, **sono contenuti nel dispositivo.**

Il lettore ha certo presente che gli integrati convenzionali necessitano sempre di reti di controreazione esterne, sistemi per regolare la banda passante, elementi di carico ed adattatori diversi da studiare volta per volta, a seconda delle funzioni.

Nei Thick, nulla di simile; le connessioni sono quattro; ingresso, uscita, alimentazione positiva e negativa.

«Fuori», non vi è nulla o quasi nulla, sicché i dispositivi possono essere impiegati con eccezionale facilità e danno sempre i risultati attesi.

Così per la «famiglia» di nostro interesse.

Trascurando gli elementi dall'impiego molto specifico, in questa, come l'amplificatore a banda **relativamente**

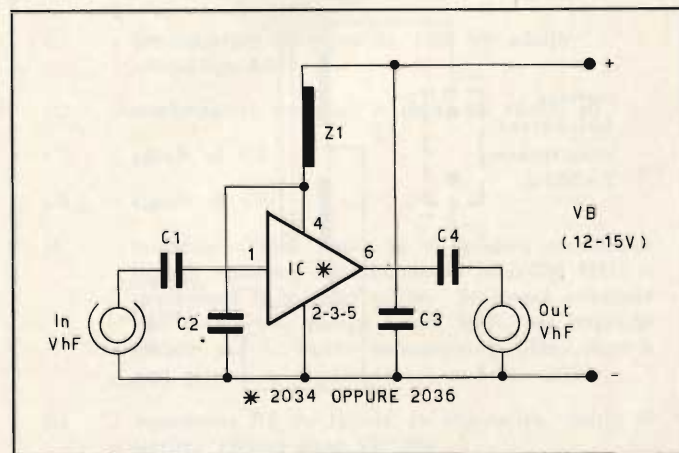



Fig. 1 - Schema elettrico.

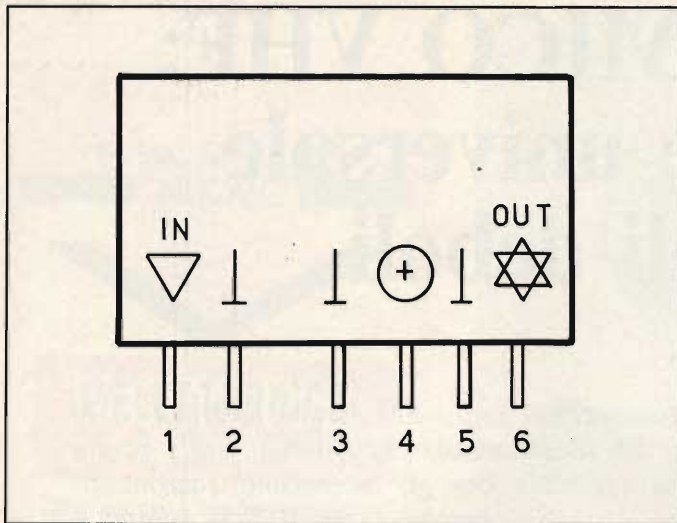



Fig. 2 - Connessioni dell'IC 2034 oppure 2036.

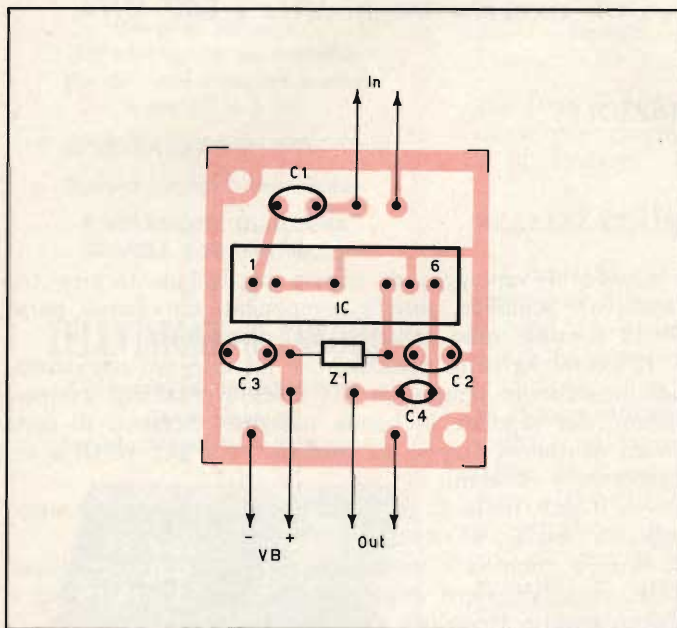



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

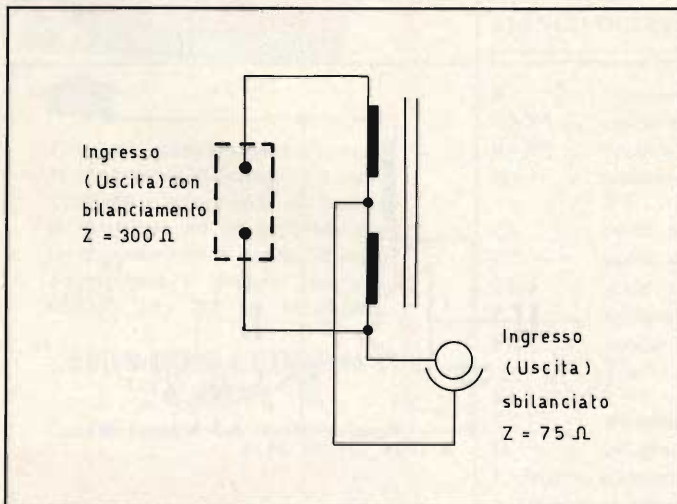



Fig. 4 - Circuito di un tipico «balun».

stretta, che è previsto per segnali compresi tra 420 e 470 MHz, vi sono due IC Thick interessantissimi: il modello «2034» ed il «2036».

I due hanno dimensioni eguali: 27 mm per 10 per 15, ed anche le connessioni sono identiche: figura 2.

Possono essere alimentati con 12 oppure 15 V, ed assorbono da 15 a 20 mA.

Differiscono per il prodotto banda/guadagno.

Il modello «2034» ha una curva di risposta piatta (guadagno eguale da un estremo all'altro entro un solo dB) tra 40 MHz e 250 MHz: in questi termini il guadagno è di oltre 20 dB. Il modello «2036» ha una curva di risposta incredibile, apparentemente: da 40 MHz a 600 MHz ± 1 dB, con un guadagno di 15 dB. Diciamo apparentemente, perché in effetti, le specifiche annunciate dal costruttore risultano perfettamente concrete. Anche secondo le nostre misure, condotte con adeguati strumenti presso un noto centro di ricerche universitario.

Tutti e due gli amplificatori, hanno una impedenza di ingresso e di uscita che vale 75 Ω, quindi si ha un valore standardizzato e pratico, che è ottimo per antenne sbilanciate, mentre può essere portato a 300 Ω con l'ausilio di un «Balun» commerciale qualunque, ed impiegare «piattine» provenienti da dipoli, ed a alimentare apparecchi televisivi, sintonizzatori FM e simili che abbiano questa caratteristica di entrata.

Per chi non comprendesse cosa significa «bilanciato e sbilanciato» e la differenza tra 75 e 300Ω, ora diremo brevemente che se come antenna si usa un filo, oppure una qualunque antenna a stilo, il sistema di captazione è appunto «sbilanciato», quindi grossomodo, avrà una impedenza di 75 Ω. Se si usa invece il dipolo, ovviamente i fili di connessione saranno due, e ciascuno, verso terra, per qualunque piano trasversale di polarizzazione avrà l'eguale tensione e l'opposta polarità. L'impedenza di «chiusura» per i normali dipoli TV, è appunto 300 Ω. Tutto questo, in pratica, significa che impiegando uno di quegli «scatolini bianchi» prodotti dalle industrie, che contengono un Balun toroidale (inciso: Balun, significa **Bal**anced - **Un**balanced adapter) l'amplificatore troverà in qualsiasi modo il migliore adattamento all'antenna, ed identicamente vale per l'uscita: figg. 4-5.

I Balun, non servono se non si usano connettori bifilari, come ad esempio nelle varie radio AM-FM-AIR-PW che impiegano l'antenna a stilo, o nei ricevitori professionali che hanno il doppio ingresso.

Ciò detto, evidentemente, sia utilizzando l'amplificatore «2034» che il «2036» si può rendere possibile ogni ascolto difficile. Intendiamoci.

Se chi possiede un ricevitore che comprenda la banda aerea abita, per esempio, in quel di Matera, ove non esiste un aeroporto dal traffico apprezzabile, è inutile che impieghi il Booster, perché amplificatore o no, non udrà mai nulla o quasi nulla. Invece, chi abita nella zona di Roma Sud, o di Torino verso Caselle, e riesce solamente a captare voci «confuse» con il Booster sentirà nette e chiare le comunicazioni.

Analogamente, chi possiede un ricevitore AM/FM, e la banda degli 88-104 MHz appare «debole», come ad esempio accade a Grosseto e limitrofi, potrà con il Booster passare ad un ascolto del tutto confortevole.

Chi infine ha un ricevitore sintonizzabile nella banda dei 144 MHz, ma ne è insoddisfatto perchè capta molte voci «fantasma» mischiate al rumore di fondo, e nessun QSO chiaro, dal Booster avrà una sorta di toccasana.

Altrettanto, si può affermare per quelle zone ove il segnale TV scarseggia, generando un video «nevoso» o «polveroso» secondo l'ultima definizione.

In sostanza, ove si oda **qualcosa,** l'amplificatore farà ascoltare **tutto,** ma se non vi sono segnali, nessun Booster potrà ricrearli, come è ovvio.

Crediamo comunque che la funzione di offrire un ascolto forte e bene inciso al posto di segnali evanescenti, sia importantissima, e che coinvolga i lettori dagli interessi più vari.

Descriveremo quindi ora un semplicissimo circuito che può indifferentemente impiegare sia il Thick IC «2034» che il «2036». La scelta, dipende unicamente dallo spettro di frequenze che si intende incrementare, o dalla frequenza dello spettro che più interessa.

Lo schema (fig. 1) è davvero «schematico» se ci si passa il gioco di parole, infatti, dall'antenna a stilo o monofilare, il segnale è passato al piedino «1» dell'IC tramite C1, e dopo essere stato sottoposto all'amplificazione, giunge all'apparecchio utilizzatore via C4.

Questo potrebbe essere tutto (!!) ma abbiamo notato che in certi casi, specie lavorando a livello di centinaia di MHz, se il ricevitore o televisore servito ha una sensibilità molto grande, ed un guadagno parimenti elevato, a volte l'oscillatore di conversione può «rientrare» via Booster tramite l'alimentazione ed i collegamenti relativi e creare fastidi.

Per evitare questo remoto, ma possibile fenomeno parassitario, si impiega la cellula a p-greco «C2 - Z1 - C3» che disaccoppia il terminale 4 dell'IC (positivo generale).

Per una volta, non v'è altro da sottolineare, per incredibile che sembri. Infatti, «tutto ciò che serve» ad ottenere il guadagno desiderato è all'interno del Thick. Per chi volesse saperne di più, diremo che il complesso attivo, generalmente è formato da due oppure tre transistori dalla frequenza di taglio che si aggira sui 3.000 MHz, accoppiati direttamente, molto ben bilanciati, forniti persino di impedenzine smorzate «allargabanda».

Nella figura 3, riportiamo la pianta del «mini circuito stampato» che serve per cablare il Booster e che serve, lo ripetiamo, sia per l'IC «2034» che «2036».

Come si vede, essendo il disegno in scala 1:1, la basetta è assai piccola, il che rappresenta un indubbio vantaggio perché non vi sono problemi per la sistemazione all'interno del ricevitore o televisore servito, in prossimità dell'attacco dell'antenna.

Per il montaggio, le note sono ovviamente limitatissime; l'IC scelto non può essere inserito «al rovescio» perché le connessioni 4-5-6 sono ravvicinatissime e non entrano nei fori previsti per i terminali 1-2-3.

I condensatori saranno montati «premendoli» in modo tale che tocchino la basetta, ovvero che abbiano le connessioni più corte possibile. C1 e C4, elementi di ingresso ed uscita debbono essere di **ottima** qualità; ad «alto Q» come — forse erroneamente — usano dire gli americani.

L'impedenza Z1 non ha un valore estremamente critico; può essere da 12 μH oppure da 15 μH, invece che da 10. Per chi è meno esperto, diremo che non ha un verso di inserzione.

Poiché (IC a parte, come è ovvio) non vi sono elementi polarizzati, o altro degno di attenzione, tutta la cura costruttiva sarà dedicata alle saldature, che debbono essere molto buone. Relativamente al calore, il Thick film è resistentissimo; soffre certo meno di un normale integrato. Non è il caso di maltrattarlo, comunque! Si usi

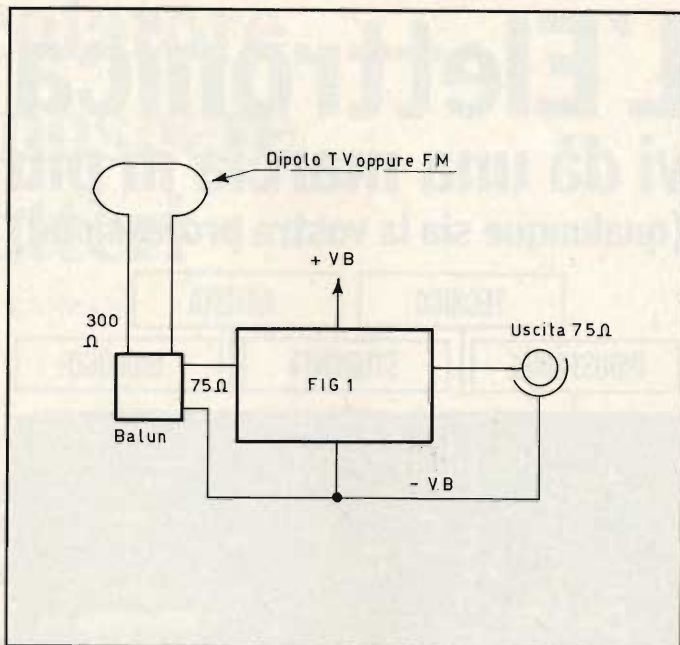



Fig. 5 - Impiego del «booster» di figura 1 con il «balun» all'ingresso.

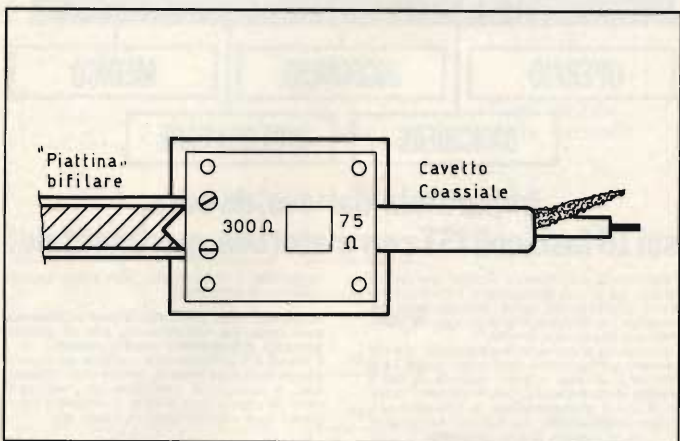



Fig. 6 - Aspetto di un tipico «balun».

ELENCO DEI COMPONENTI

C1	**: condensatore ceramico da 1000 pF adatto all'impiego UHF**
C2	**: condensatore ceramico a disco da 10.000 pF**
C3	**: eguale al C2**
C4	**: eguale al C1**
IC	**: integrato «Thick film». Se si desidera amplificare segnali compresi nella banda 40 MHz-250 MHz si impiegherà il modello «2034». Se invece necessita una banda che giunga a 600 MHz, per impieghi TV, o per le bande radioamatori UHF, oltre a vari servizi, si impiegherà il modello «2036».**
Z1	**: impedenza RF da 10 μH, in alternativa, «perla di ferrite» Philips serie VK 200**

quindi uno stagno di qualità ottima, un saldatore di medio-piccola potenza ben pulito, ed eventualmente, prima di effettuare le connessioni, si «lustrino» le piste con un detersivo per impieghi domestici (Sidol, ad esempio: è ottimo).

A proposito di pulizia; una volta che il circuito sia completato, sarà necessario prendere un pennello dalle setole dure, intingerlo nella Trielina o altro smacchiatore, e strofinare così le piste in modo da togliere ogni residuo di flusso contenuto nello stagno, che risulta un isolante cattivissimo, nelle VHF/UHF, ed ovviamente si deposita tra pista e pista durante il cablaggio.

Per l'impiego, diremo che le connessioni di alimentazione hanno una lunghezza che non interessa, ma se devono percorrere un «itinerario» particolarmente tortuoso, è bene **intrecciarle** per rendere più che mai difficile la captazione dei vari flussi parassiti.

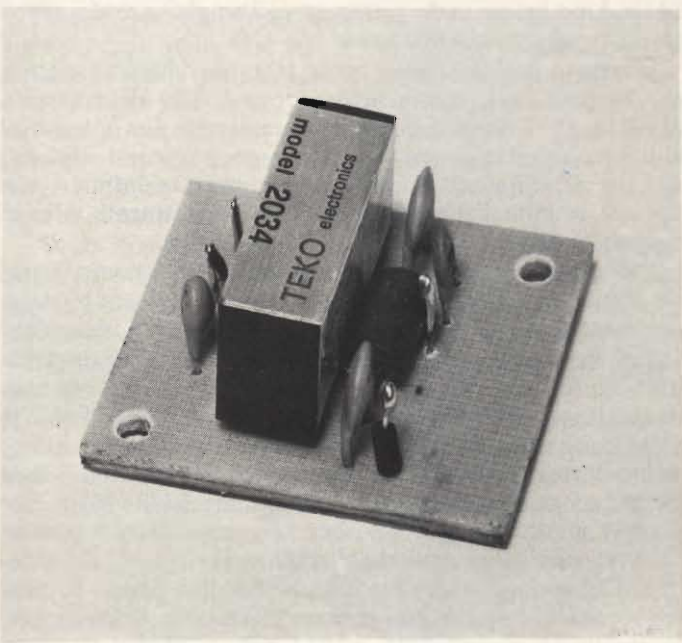



Fig. 7 - Prototipo dell'amplificatore d'antenna a montaggio ultimato.

Hanno invece molta importanza quelle di ingresso ed uscita. Il cavetto che proviene dall'antenna, o dal Balun, se lo si usa, avrà la calza ben saldata direttamente sul negativo generale del circuito stampato, ed il «capo caldo» portato alla piazzola ove giunge C1.

Anche il cavetto di uscita sarà saldato con attenta cura al ritorno generale, per lo schermo, ed alla piazzola del C4.

Se si impiega il Balun di ingresso, ed eventualmente anche quello di uscita (la coppia di Baluns servirà praticamente solo nell'impiego TV) i relativi «scatolini» saranno ravvicinati al nostro dispositivo, il più possibile.

Il collaudo è semplicissimo perché non v'è nulla da regolare sperimentalmente allineare etc, grazie all'IC. Acceso l'apparecchio «potenziato» ed erogato tensione al Booster, si noterà che i segnali risultano «ingigantiti» rispetto a come giungevano in precedenza.

Ovviamente, anche i rumori di fondo saranno un po' più forti, ma è il prezzo che si paga per la sensibilità di gran lunga maggiore. L'apparecchio non ha influenza sull'accordo, quindi le scale di sintonia rimarranno valide.

Un calcolatore per riconoscere i caratteri

a cura di R. RANZANI

La possibilità di riconoscere i caratteri è una delle prerogative più impressionanti dei calcolatori elettronici moderni. Mentre i tipi precedenti dovevano ottenere ciascun elemento di informazione per mezzo di schede perforate o nastri, i sistemi di calcolatori moderni sono in grado di leggere i numeri e le lettere, stampate o anche scritte a mano. Di solito una unità periferica speciale, chiamata calcolatore di lettura, è munita all'elaboratore centrale di un grande sistema di calcolo. La descrizione che segue mostra come costruire un modello dimostrativo di un calcolatore di lettura, capace di leggere circa 3000 caratteri al secondo. Questa piccola scatola contenente 17 interruttori a leva e 25 lampade dà l'idea del termine «intelligenza artificiale».

UN MODELLO DI CALCOLATORE DI LETTURA

Per eseguire il dispositivo più semplice possibile, si è limitato il numero di scritture che devono essere riconosciute ai numeri 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9.

Vi è un numero abbastanza grande di calcolatori di lettura, chiamati «lettori di documenti» specializzati nel leggere i numeri. Per esempio le iscrizioni in inchiostro magnetico negli assegni consistono solo di numeri e di pochi simboli speciali.

Un calcolatore di lettura per impieghi pratici ha un meccanismo abbastanza complicato per trasportare la carta o il film che deve essere spazzolato dallo scanner ad alta velocità. Lo scanner individua le forme da riconoscere e le converte in segnali elettrici.

Per ridurre i costi e il lavoro entro un campo sperimentale abbiamo omesso il trasporto meccanico e lo scanner e preferito l'ingresso a mano.

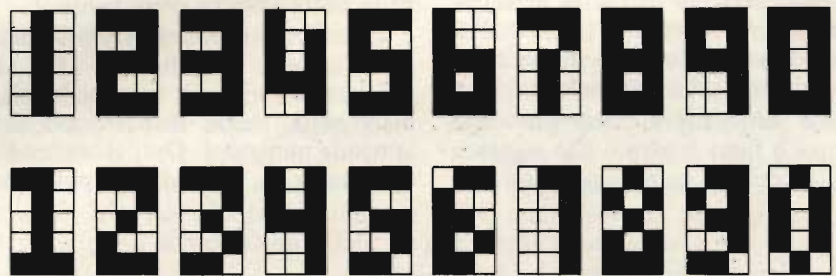



Fig. 1 - Alcuni numeri riconoscibili che possono essere generati da una matrice a 15 punti.

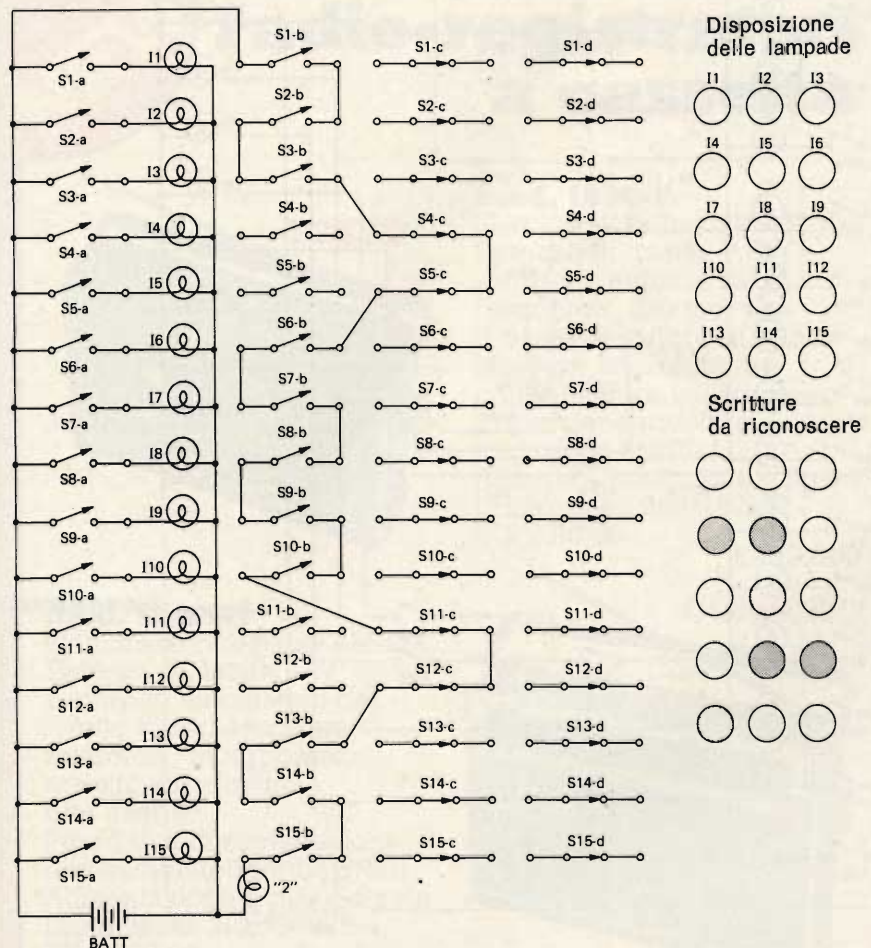



Fig. 2 - Questo circuito riconoscerà solo la scrittura «2». Esso non si può usare, dato l'elevato numero di interruttori che sarebbero necessari, per riconoscere tutti e dieci i numeri.

In ciascun calcolatore di lettura, la scrittura che deve essere riconosciuta è confrontata con un numero di scritture immagazzinate. La scrittura immagazzinata che risulta più simile a quella esaminata, viene poi trasmessa all'unità elaboratrice centrale del calcolatore. Alcune volte, per ottenere una più grande flessibilità, il calcolatore di lettura non immagazzina i modelli ma le sole caratteristiche. Si è realizzato un modello di questa parte del calcolatore di lettura, usando il circuito logico più economico a disposizione — l'interruttore.

Il nostro modello di dimostrazione non ha interfaccia di uscita al calcolatore. Se una scrittura è riconosciuta, il dispositivo lo dimostra accendendo una delle sue dieci lampade.

Come detto sopra, l'ingresso della scrittura è fatto a mano. Ciò significa che il modello è composto da un certo numero di lampade che vengono accese o spente individualmente. Anche qui bisogna fare un calcolo economico.

Quale è il numero minimo di punti per formare la figura di caratteri numerici 0 - 9? L'esperienza mostra che necessitano almeno 15 punti con 5 file di 3 punti ognuno. Lo crediate o no, si possono comporre 32.768 diverse scritture scegliendo per ciascun punto il colore bianco o nero. La figura 1 mostra alcuni numeri composti di 15 punti.

Il circuito per realizzare un ingresso con scritture a 15 punti è mostrato nella parte sinistra della figura 2.

Quindici interruttori sono collegati a 15 lampade miniatura da I1 a I15. Gli interruttori sono fisicamente sistemati nella stessa disposizione delle lampade miniatura. Ora, accendendo e spegnendo le lampade, si potrà realizzare una delle 32.768 possibilità ed essa verrà immediatamente indicata dalle lampade. Ma come potrà essere riconosciuta?

Usando degli interruttori con più di un contatto. Il dispositivo usa interruttori con doppia serie di contatti in una posizione e due nell'altra posizione.

Così l'interruttore S1 ha due paia di contatti chiamati S1-a ed S1-b che chiudono, quando la lampada I1 è inserita, ed ha due paia di contatti contrassegnati con S1c e S1d, che chiudono quando la lampada I1 è spenta. Se tali interruttori sono usati, vi è a disposizione un totale di 60 paia di contatti. La figura 2 mostra un approccio molto semplice al riconoscimento della scrittura. Mentre 15 paia di contatti sono usati per indicare la scrittura con lampade, vi sono altre 15 paia di contatti disposti in modo tale che la lampada contraddistinta con «2» sia alimentata solo se le lampade di display da I1 a I15 formano il carattere del «2» come indicato a fianco del circuito.

Questo semplice approccio ha due svantaggi. Il primo consiste nel fatto che noi abbiamo già usato 30 dei 60 contatti per riconoscere un solo carattere.

Saremo quindi in difficoltà se cercheremo di fare i collegamenti per tutti i 10 numeri nei 15 interruttori. Il secondo svantaggio è che il dispositivo è estremamente stupido. Se per esempio la lampada I3 si spegne un osservatore umano considererà ancora che la scrittura è un «2», ma la macchina, connessa come in fig. 2, non sarà in grado di riconoscerla.

Entrambe le difficoltà possono essere superate se non immagazziniamo scritture complete, ma solo caratteristiche essenziali dei caratteri numerici. Per esempio un «2» è sufficientemente descritto se diciamo che le lampade I4, I5 e I12 devono essere spente in ogni scrittura in modo che essa si mostri come un «2» mentre I1 e I15 devono essere accese. In questo modo, avendo a disposizione solo 60 paia di contatti, si potrà risparmiare il numero di contatti impiegati.

Inoltre i collegamenti tengono conto delle caratteristiche comuni a due diversi caratteri e anche ciò risparmia dei contatti.

Un circuito basato su questi princìpi è indicato alla figura 3. Questo dispositivo è in grado di riconoscere una varietà di forme accendendo la lampada appropriata. Non usa tutte le coppie di contatti a disposizione, in

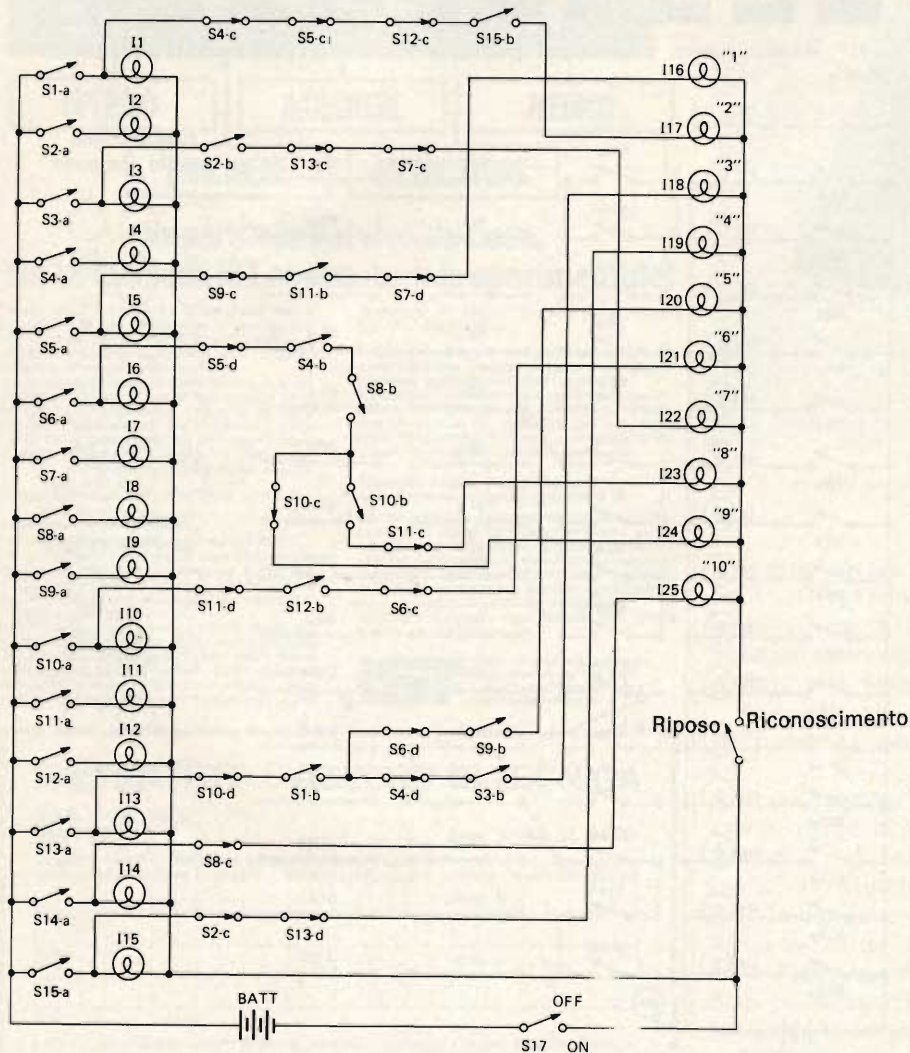



Fig. 3 - Circuito pratico per riconoscere tutti i dieci numeri. Questo circuito riduce il numero dei contatti degli interruttori riconoscendo solo le caratteristiche essenziali dei caratteri numerici.

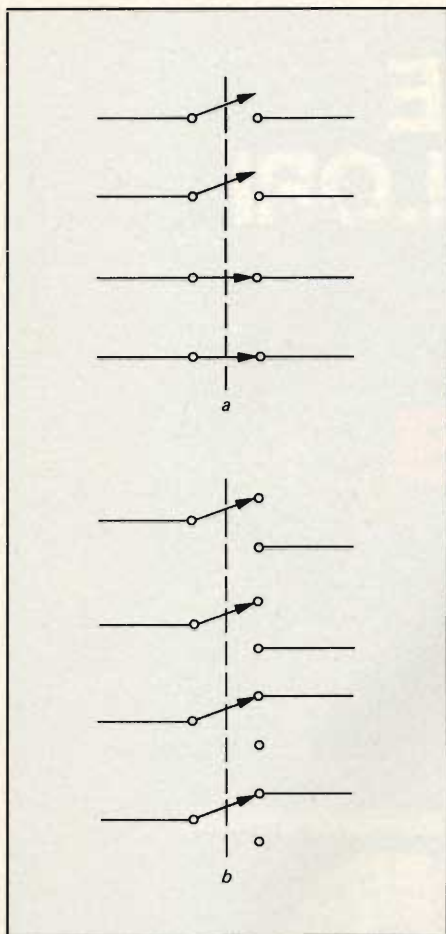



Fig. 4 - Interruttori originali usati per S1 ÷ S15 in cui due contatti aprono e due chiudono (vedi a). Al loro posto possono essere usati interruttori con circuito adatto (vedi b).

modo che vi è la possibilità di aggiungere eventuali idee addizionali.

Oltre agli interruttori di inserzione ce ne è un altro chiamato: Riposo/Riconoscimento. Questo interruttore, che semplicemente inserisce il banco delle lampade, dà un'idea dell'effettivo funzionamento del dispositivo. La scrittura a 15 punti è composta con l'interruttore in posizione Riposo. Successivamente la posizione dell'interruttore è cambiata a Riconoscimento, e con questo comando si accendono le lampade.

Talvolta vi sono scritture ambigue, che possono essere un «2» difettoso o un «3» incompleto. In questo caso le lampade corrispondenti al «2» e al «3» si illuminano contemporaneamente. La maggior parte di queste ambiguità, tuttavia, appaiono così anche all'occhio umano.

Poiché si tratta di un circuito digitale, la questione delle tensioni nominali e di consumo sono di secondaria importanza. Le lampade possono essere di qualsiasi tensione o potenza, a condizione che non richiedano un carico eccessivo agli interruttori. La batteria, che può essere sostituita da un trasformatore adatto, deve essere in grado di portare il pieno carico di 15 lampade di display e almeno di 2 lampade di uscita. Se si desidera, si può sostituire le lampade di display e di uscita con lampade al neon per risparmiare potenza. Tuttavia la tensione di alimentazione adatta per lampade al neon è 70-80 V c.a. o 105-125 V c.c.. Perciò bisogna adattare l'alimentazione.

COSTRUZIONE

Il calcolatore lettore fu alloggiato in una custodia di legno originalmente prevista per diapositive a colori da 24x24 mm. La custodia contiene quattro celle flash nel suo compartimento inferiore per l'alimentazione. Gli interruttori di ingresso e gli altri interruttori, le lampade di display e di uscita sono tutti montati nel coperchio della custodia. Ne è risultato un dispositivo molto maneggevole adatto per conferenze, dimostrazioni, mostre scientifiche ecc. In ogni modo può essere usata qualsiasi custodia sufficientemente larga per contenere tutti i componenti e l'alimentazione.

Gli interruttori da S1 a S15 sono di modello 4PST con due coppie di contatti aperti e due coppie di contatti chiusi.

Uno schema di questi interruttori è riportato alla fig 4a. Tuttavia questi interruttori non sono facili da trovare.

Al loro posto possono essere usati interruttori 4PDT se essi sono collegati come indicato in fig. 4b.

Nonostante questo dispositivo sia estremamente semplice, esso consentirà molte ore di divertimento nella costruzione e nell'uso.

Sistemi di accensione per automobile

L'uso sempre maggiore dei sistemi di accensione elettronica come apparati standard da parte dell'industria automobilistica ha stimolato la domanda di tali sistemi dai proprietari di automobili non equipaggiate in questo modo.
Molti sistemi sono disponibili per sostituire il modello convenzionale. Ma, prima che il potenziale acquirente decida di impiegare o meno uno di questi nuovi sistemi, egli deve avere un'immagine obbiettiva dei relativi vantaggi fra i sistemi di accensione convenzionale ed elettronico, in termini di funzionamento, prestazioni e limitazioni.

a cura di R. RANZANI

L'obbiettivo di qualsiasi sistema di accensione, in collegamento con un motore a combustione interna, è di generare la tensione necessaria per far avvenire la scarica fra gli elettrodi di una candela. La scarica risultante accende la miscela combustibile nel cilindro. Per essere sicuri che il fronte della scintilla che si origina alle candele durante l'accensione si propaghi adeguatamente entro il cilindro, un quantitativo minimo di energia deve essere disponibile nella scarica. Un elemento sempre più importante per l'accensione effettiva è il tempo; cioè la scarica deve avvenire esattamente al momento corretto nel cilindro per realizzare il massimo di efficienza.

Il sistema convenzionale di accensione

Il sistema di accensione convenzionale è un sistema a immagazzinamento induttivo, costruito essenzialmente di una bobina di induzione, di contatti di interruzione (puntine), di un condensatore e di una alimentazione.

Inventato da Carlo Kettering, esso è stato adottato dal mondo automobilistico da più di un mezzo secolo. Un circuito tipo è indicato in figura 1.

Il funzionamento è semplice. Quando l'interruttore di ignizione è inserito e le puntine sono chiuse circola la corrente primaria Ip che si incrementa in modo esponenziale con una costante di tempo r. La corrente può essere definita dall'espressione

$$I_P\ (t) = \frac{V_{Batt}}{R_B + R_P}(1 - e^{-t/r}) \qquad (1)$$

dove

$$r = \frac{L_P}{R_P + R_B}$$

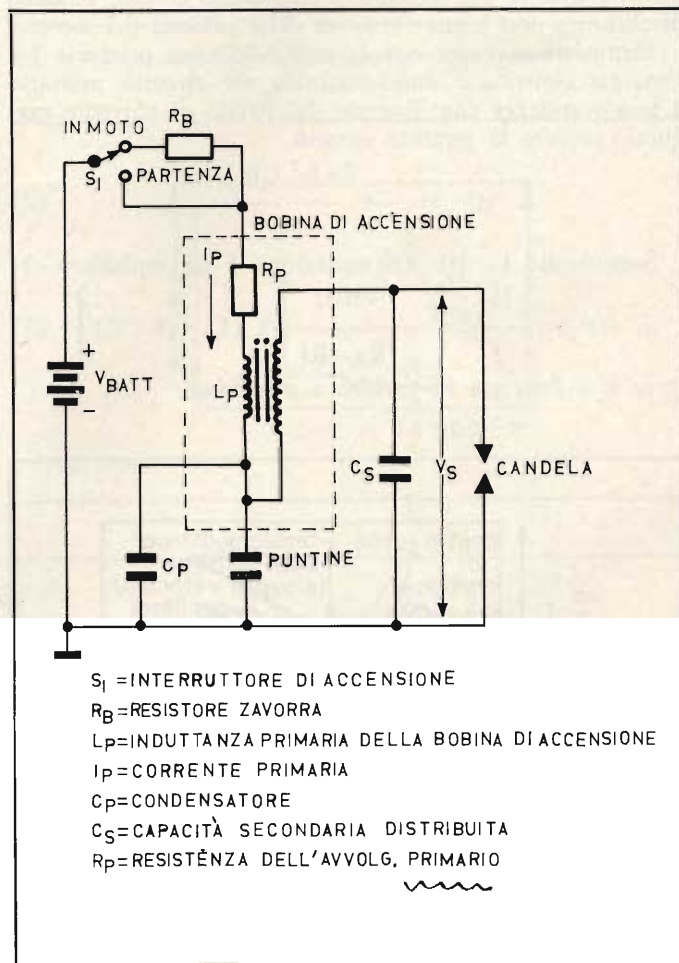



Fig. 1 - Sistema di accensione convenzionale.

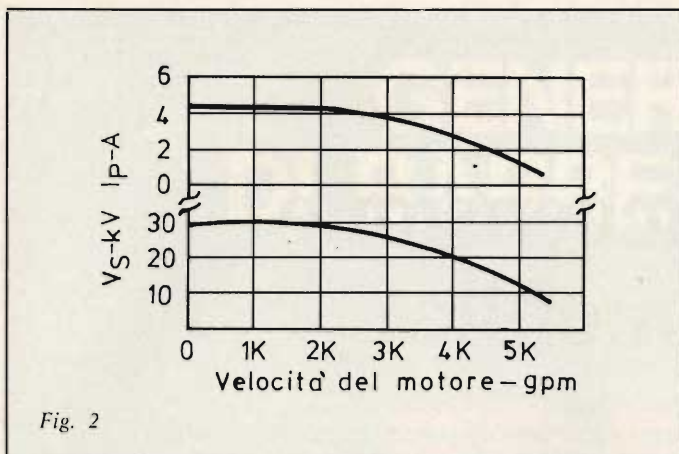



Fig. 2

Il termine t nell'equazione (1) è definito come il tempo in cui rimangono chiuse le puntine nel ciclo di accensione. Questo tempo, spesso considerato come il tempo di chiusura del sistema (dwell time), determina il livello che la corrente primaria raggiungerà prima che le puntine riaprano. Il tempo di chiusura dipende dalla velocità del motore e, per velocità al di sotto di 1000 giri al minuto, è sufficientemente lungo per permettere che livelli di corrente stazionari siano raggiunti nel circuito primario. Il tempo di chiusura non deve essere confuso con l'angolo di chiusura, spesso chiamato «dwell», che è definito come il numero di gradi di rotazione dell'albero di distribuzione in cui le puntine rimangono chiuse: l'angolo di chiusura non è una funzione della velocità del motore.

Mentre la corrente circola nell'induttanza primaria L_P, l'energia elettrica è immagazzinata nel circuito primario a una grandezza che dipende dal livello di corrente raggiunto mentre le puntine aprono.

$$E(t) = \frac{L_P I_P^2(t)}{2} \qquad (2)$$

Sostituendo L_P (t) dall'equazione 1 nell'equazione 2

$$E(t) = \frac{L_P}{2}\left[\frac{VBatt}{R_B - R_P}(1 - e^{-t/\tau})\right]^2 \qquad (3)$$

dove E è l'energia in joule o watt-secondi.

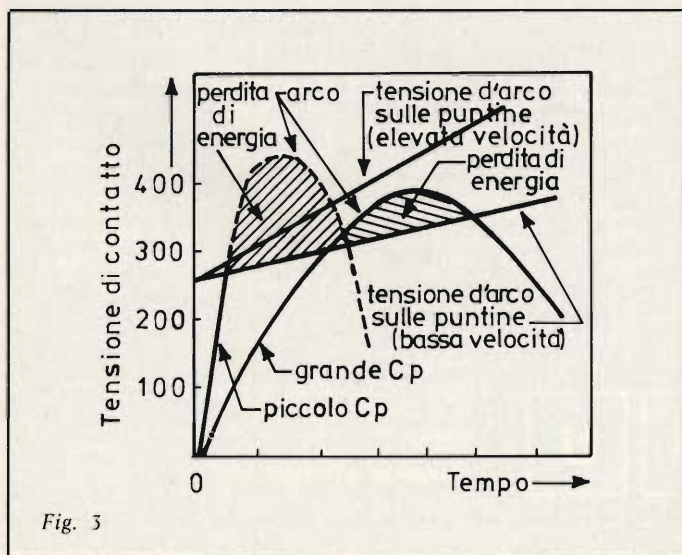



Fig. 3

Questa equazione mostra molto chiaramente che l'energia immagazzinata dipende dalla velocità del motore e questo è uno dei maggiori inconvenienti del sistema di accensione a immagazzinamento induttivo. Quando le puntine si aprono, l'energia immagazzinata nel circuito primario è dissipata nell'avvolgimento secondario, e in componenti di perdita del primario. Nel caso ideale in cui non esistano componenti di perdita nel primario, tutta l'energia immagazzinata è disponibile per dissiparsi nel circuito secondario. Perciò, immaginando che non ci siano perdite di trasferimento nella bobina di induzione:

$$E \text{ primaria} = E \text{ secondaria}$$

$$\frac{L_P L_P^2}{2} = \frac{C_S V_S^2}{2} \qquad (4)$$

dove V_S è la tensione massima secondaria producibile.
perciò

$$V_S = \sqrt{\frac{L_P}{C_S}}\, I_P \qquad (5)$$

sostituendo I_P dalla equazione (1) in (5)

$$V_S = \sqrt{\frac{I_P}{C_S}}\left[\frac{V_{Batt}}{R_P + R_B}\left(1 - e^{-t/\tau}\right)\right] \qquad (6)$$

La figura 2 indica la tensione secondaria e la corrente primaria in funzione della velocità del motore in un sistema tipico di accensione. La degradazione della tensione secondaria segue la corrente primaria: tuttavia l'energia disponibile diminuisce fortemente, dal momento che essa è proporzionale al quadrato della corrente (Equazione 2).

La tensione secondaria effettiva è inferiore a quanto indicato nell'equazione (6) a causa di carichi in derivazione, dell'efficienza della bobina di accensione, dell'induttanza di dispersione e, ancora più importante, a causa di perdite che avvengono attraverso le puntine. Le perdite di interruzione delle puntine possono essere considerate il maggior elemento che limita la tensione secondaria a livelli non soddisfacenti specialmente a bassa velocità del motore. Il condensatore Cp è posto in parallelo alle puntine allo scopo di rendere minimo questo effetto. La figura 3 mostra le condizioni di corsa fra il ritmo di apertura dei contatti e l'incremento di tensione attraverso i contatti. Se il secondo è inferiore al primo, il problema è ridotto al minimo. La tensione alla quale avviene l'arco incrementa col tempo quando le puntine si separano. Perciò anche elevate tensioni di contatto non producono arco se la velocità è abbastanza bassa (fig. 3).

L'incremento della tensione di contatto è anche influenzata dall'induttanza della bobina primaria L_P e la capacità C_S riportata al primario della formula:

$$C_S^1 = C_S^2$$

dove C_S^1 = capacità secondaria riportata al primario
N = rapporto spire del trasformatore di accensione

La frequenza di risonanza del circuito primario può essere espressa come:

$$f_p = \frac{1}{2\pi}\sqrt{L_P C_S}$$

perciò il tempo di crescita della tensione primaria è il seguente (figura 4):

$$t_r = \frac{M\sqrt{L_P C_S}}{2} \qquad (7)$$

Ma la limitazione della tensione secondaria a bassa velocità del motore non è il solo problema causato dall'arco delle puntine.

Le superfici dei contatti attraverso l'arco creano anche dei «punti caldi» di temperatura estremamente elevata che causano butterazione e erosione dei contatti. Queste condizioni allargano l'originale disposizione dei contatti, diminuiscono l'angolo di chiusura e limitano l'energia al sistema. In qualche caso queste condizioni portano a difficoltà di partenza, e a molte accensioni non desiderate ad elevata velocità del motore. A causa di questo problema, il sistema di accensione dell'automobile richiede una frequente manutenzione.

La forma d'onda delle tensioni alle candele in figura 5 dimostra qualitativamente cosa avviene nell'avvolgimento secondario come risultato dell'apertura delle puntine, ammettendo che la tensione disponibile sia sufficiente a ionizzare la miscela fra gli elettrodi delle candele. La tensione alle candele comincia a crescere al punto 1 con un aumento di tensione come definita dall'equazione (7) e raggiunge il livello di accensione al punto 2. A questo punto, una grande corrente secondaria comincia a scorrere, la sua grandezza dipende dal tipo di cavo di accensione usato, e il livello di tensione dipende dal punto di accensione. La regione da 3 a 4 è nota come il «tempo di bruciatura». Esso varia in dipendenza del livello di tensione al punto 2 e dalla quantità di energia disponibile alle candele. Se vi è una energia insufficiente a sostenere la ionizzazione come mostrato al punto 4, la energia restante è dissipata. Il punto 5 mostra un piccolo disturbo che avviene quando le puntine chiudono permettendo ad una corrente di passare attraverso l'avvolgimento primario e al ciclo di ripetersi.

Le due più importanti caratteristiche delle forme d'onda della tensione sono il «tempo di bruciatura» o durata della scarica e il tempo di incremento (tempo da 1 a 2). Se la durata di scarica è troppo lunga, si ha un surriscaldamento e un'erosione dei contatti delle candele, che dà luogo ad un rapido consumo. Un tempo di bruciatura troppo breve causa una bruciatura incompleta della miscela aria/combustibile e perciò una perdita di potenza e un incremento di emissione di scarico d'aria.

I tempi di bruciatura tipici variano per il sistema convenzionale di accensione in dipendenza della velocità del motore e delle variabili del cilindro.

Un tempo di incremento troppo lungo produce un eccessiva dissipazione di energia con incrostazione delle candele e una più bassa tensione secondaria massima. Un tempo di incremento troppo breve può portare a perdite di radiazione di componenti ad alta frequenza della tensione d'uscita attraverso i cavi di accensione e la struttura della bobina. Ancora un tempo di incremento troppo lungo tende a influenzare i tempi di accensione ad elevata velocità.

Gli incrementi di tempo sono dell'ordine da 100 a 150 μs. In un motore a otto cilindri, il tempo fra i cicli di accensione, se la velocità del motore è di 5000 giri al minuto, corrisponde a 3 ms. Allora, se la rotazione dell'albero di un motorino di avviamento è uguale a 90° (un ciclo di accensione) e il tempo è uguale a 3 ms.

$$\text{tempo/gradi} = \frac{3 \times 10^{-3}}{90} = 33\ \mu\text{s/grado}$$

Questo indica che, per un incremento di tempo di 150 /s, l'errore dovuto all'accensione è approssimativamente di 4,8 gradi.

Questo errore è normalmente annullato dal far corrispondere il motore alle specificazioni del fabbricante. In teoria l'errore di tempo dovrebbe rimanere ad un minimo per rispetto alla velocità del motore. Gli esatti valori della tensione secondaria e dell'energia richiesta per un funzionamento corretto dell'automobile nella maggior parte delle condizioni di funzionamento dipende da un numero di fattori, alcuni dei quali sono:

Condizioni delle candele

Candele incrostate tendono ad incrementare sia la tensione sia l'energia richiesta per l'accensione. Anche la distanza dei contatti delle candele influenza la tensione richiesta. Quanto più grande è la distanza, tanto più alta è la tensione richiesta per la ionizzazione.

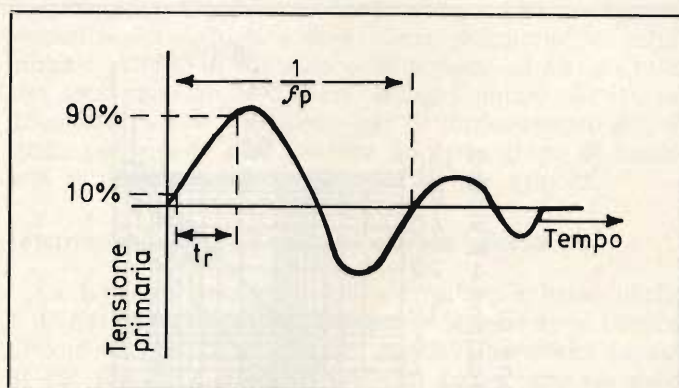



Fig. 4 - Definizione di incremento di tempo (equazione 7).

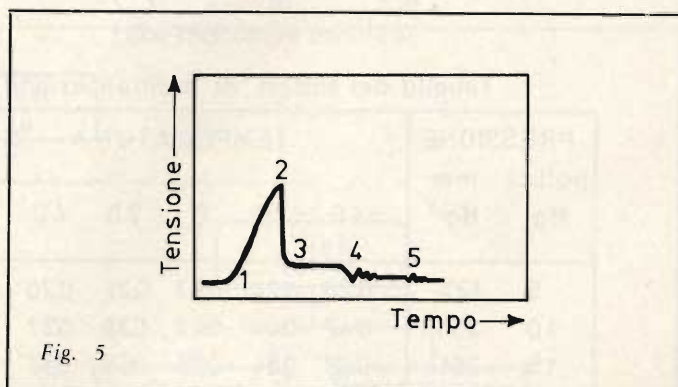



Fig. 5

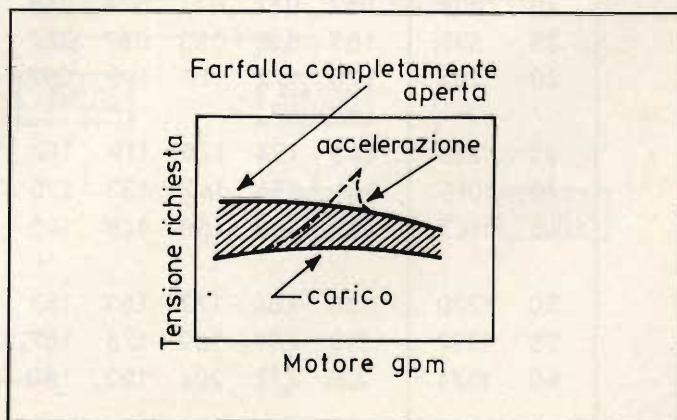



Fig. 6 - Effetto della velocità e del carico.

Temperatura del cilindro e pressione

La tensione minima per perforare la miscela aria/combustibile in un cilindro dipende dalla compressione del gas e dal tempo di accensione. Mentre il prodotto della pressione del gas e la distanza degli elettrodi aumenta, la tensione richiesta per una buona perforazione della distanza dei contatti nelle candele anch'essa si incrementa:

$$V_B = \frac{Pd}{T}$$

dove:

V_B = tensione di perforazione della distanza
P = pressione del cilindro
d = spazio dell'elettrodo
T = temperatura della miscela all'interno del cilindro

Velocità e carico

Gli effetti di velocità e carico in un tipico motore di automobili a 4 cilindri sono illustrati nella figura 6.

Accelerazione

Un'improvvisa situazione di farfalla completamente aperta può causare un incremento nella richiesta di tensione alle candele. Ciò è il risultato del rapido incremento nelle pressioni di compressione quando la farfalla è aperta, specialmente dal momento che la costante di tempo termica della candela impedisce l'incremento istantaneo della sua temperatura (figura 6).

La figura 7 mostra grafici della tensione di perforazione rispetto alla distanza dei contatti, alla pressione

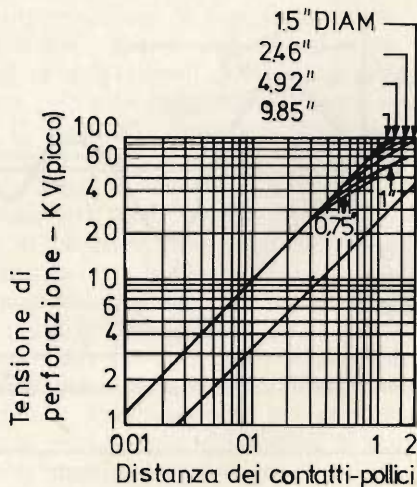



Tabella dei fattori di moltiplicazione

PRESSIONE pollici Hg	mm Hg	TEMPERATURA – °C -40	-20	0	20	40	60
5	127	0.26	0.24	0.23	0.21	0.20	0.19
10	254	0.47	0.44	0.42	0.39	0.37	0.34
15	381	0.68	0.64	0.60	0.56	0.53	0.50
20	508	0.87	0.82	0.77	0.72	0.68	0.64
25	635	1.07	0.99	0.93	0.87	0.82	0.77
30	762	1.25	1.17	1.10	1.03	0.97	0.91
35	889	1.43	1.34	1.26	1.19	1.12	1.05
40	1016	1.61	1.51	1.42	1.33	1.25	1.17
45	1143	1.79	1.68	1.58	1.49	1.40	1.31
50	1270	1.96	1.84	1.73	1.63	1.53	1.44
55	1397	2.13	2.01	1.89	1.78	1.67	1.57
60	1524	2.30	2.17	2.04	1.92	1.80	1.69

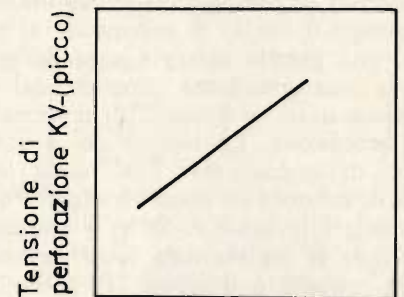
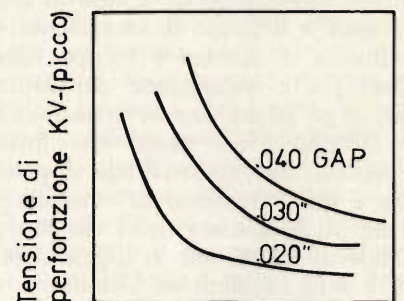



Fig. 7

dei cilindri e alla temperatura degli elettrodi. Essi si applicano ad una tensione continua o a una frequenza abbastanza bassa da permettere la deionizzazione fra i cicli. Nella figura 7a la temperatura è 25°C e la pressione 73,66 cm di Hg. I valori di picco in chilovolt devono essere moltiplicati per i fattori dati sulla tabella per temperature e pressioni diverse da quelle sopra indicate.

In conclusione due principali fattori limitano la capacità di prestazione del sistema convenzionale di accensione. Il primo e più importante per coloro che non richiedono elevate velocità (sopra 5000 giri) è l'uso di puntine di rottura meccanica per interrompere la corrente in un circuito altamente induttivo. Il secondo è la dipendenza della prestazione di un motore ad elevata velocità dalla bobina di accensione e dai parametri della resistenza di zavorra e la limitazione conseguente del sistema di immagazzinamento induttivo.

L'ACCENSIONE ELETTRONICA

Il sostituire le puntine dei contatti dell'interruttore nel circuito ad elevata energia con un interruttore solid state ad elevata velocità ed elevata efficienza migliore grandemente le prestazioni a bassa velocità di un sistema di accensione. Storicamente, questa è stata la differenza fondamentale fra i sistemi di accensione convenzionale ed elettronica. Concettualmente, l'accensione solid state è stata disponibile per parecchi anni, ma i primi dispositivi a semiconduttore usati in questi sistemi avevano problemi di affidabilità, dovuti alle condizioni di sollecitazione severe. L'evoluzione della tecnologia dei semiconduttori di elevata potenza ed altamente sofisticati ha risolto questi problemi e guadagnato il favore dei costruttori automobilistici. La figura 8 mostra alcuni dei vari tipi di sistemi di accensione elettronica. Essi appartengono alla categoria dei sistemi a puntine di interruzione, con immagazzinamento di energia ed angolo di chiusura fisso e ingresso a puntine di interruzione (figura 9).

I tre blocchi base di circuito sono tutto ciò che è necessario per realizzare un significativo miglioramento nelle prestazioni del motore rispetto a quelle realizzate col sistema convenzionale.

Lo stadio separatore

Il circuito separatore fornisce un isolamento fra i punti di interruzione ed il circuito di interruzione a basso livello. La corrente di entrata è minima, tuttavia la corrente attraverso le puntine per una data V_S è determinata da questo stadio. Questo circuito deve avere una ragionevole immunità dei disturbi e deve essere progettato per minimizzare l'effetto di rimbalzo delle puntine ad elevata velocità sotto la corrente d'uscita. Bisogna notare che il condensatore C_P non è richiesto per il funzionamento del sistema per quanto esso fornisca un certo grado di immunità al rimbalzo delle puntine ad elevate velocità.

Interruttore a basso livello, ad elevata velocità

La funzione principale dell'interruttore a basso livello è di ricevere l'ingresso dallo stadio separatore e convertirlo in un gradino di tensione ad elevata velocità capace di far sorgere e produrre correnti come richiesto dallo stadio di uscita. I bassi livelli di tensione di uscita (V_{OL}) di questi interruttori dovrebbero permettere che una ri-

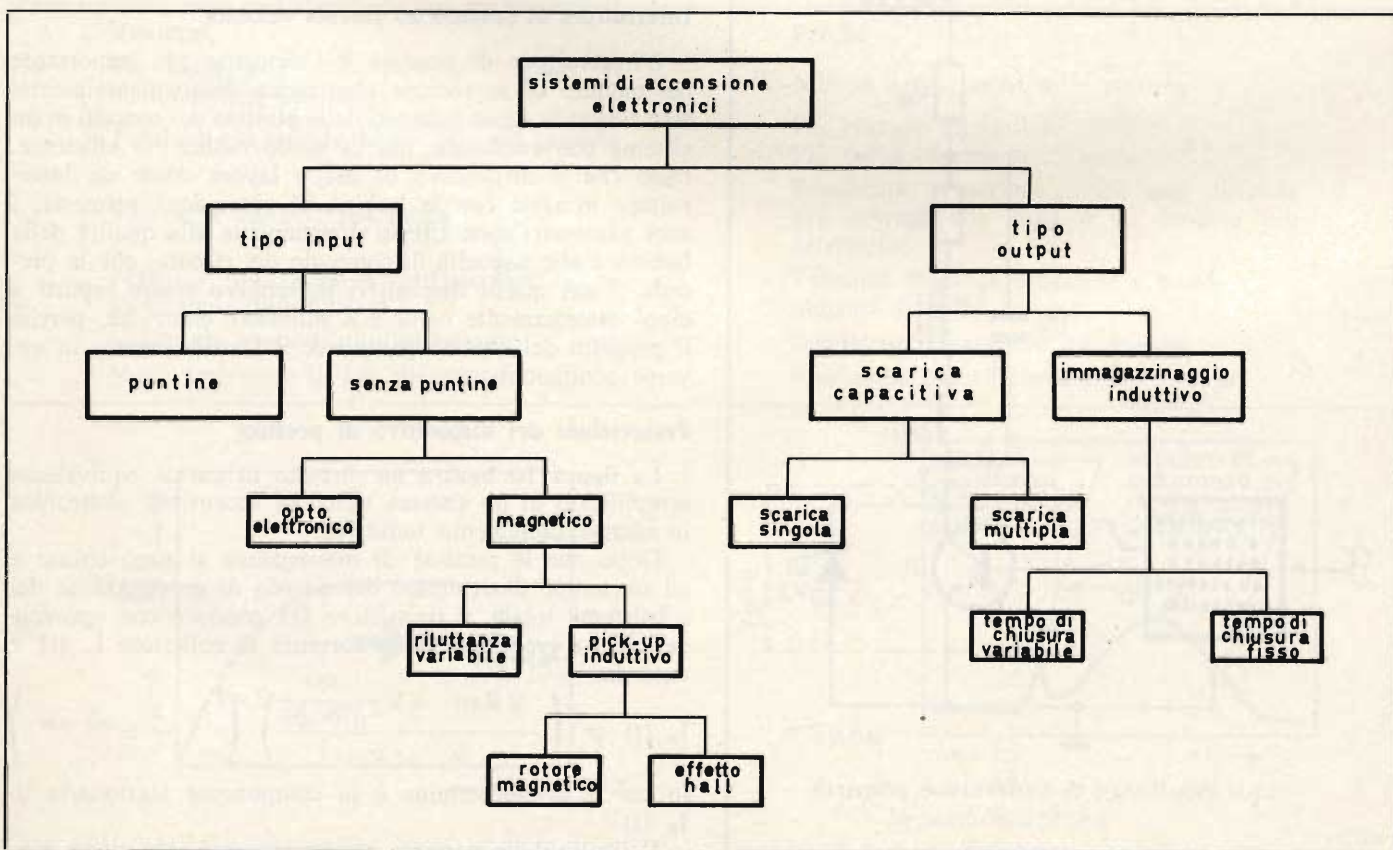



Fig. 8 - Tipi di accensione elettronica.

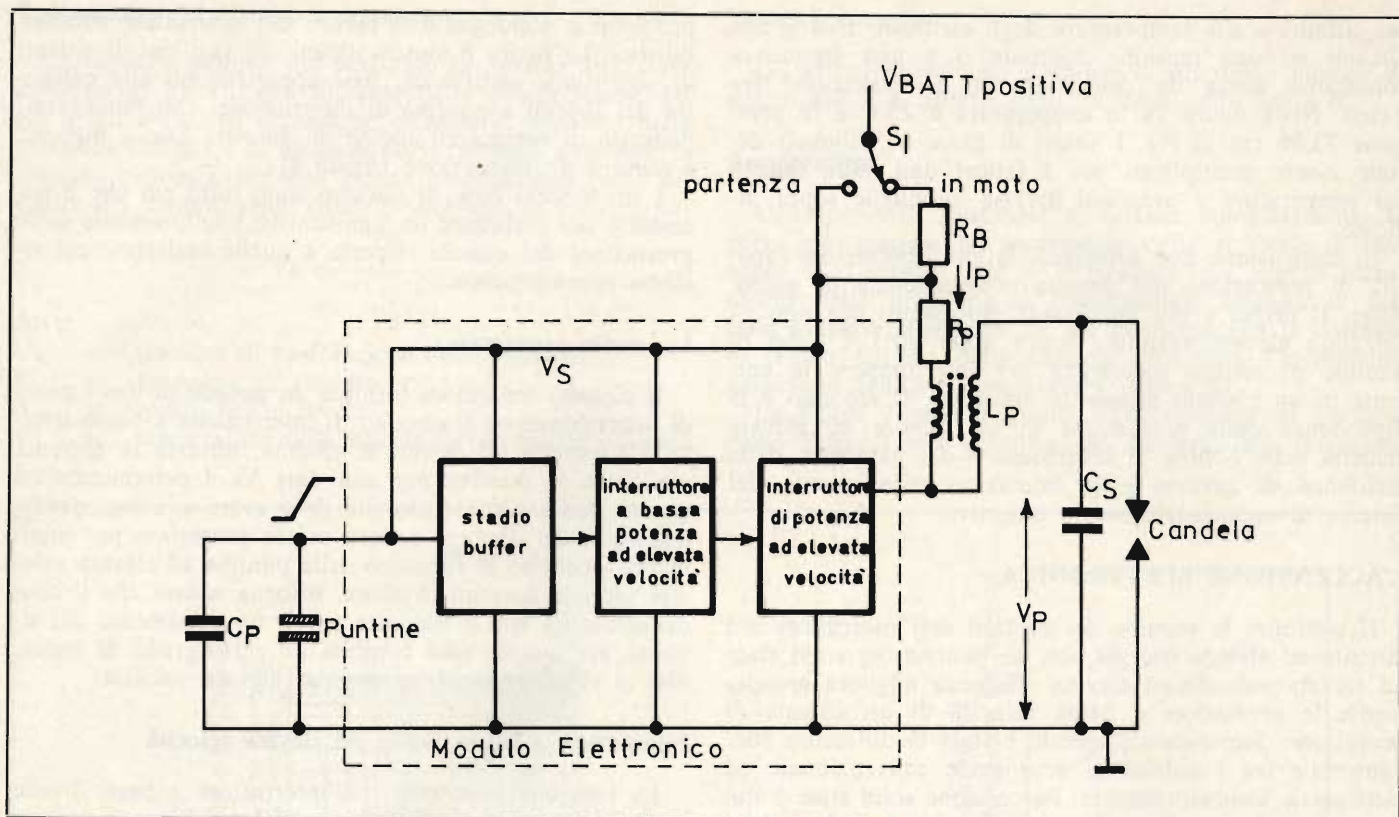



Fig. 9 - Sistema di accensione elettronica.

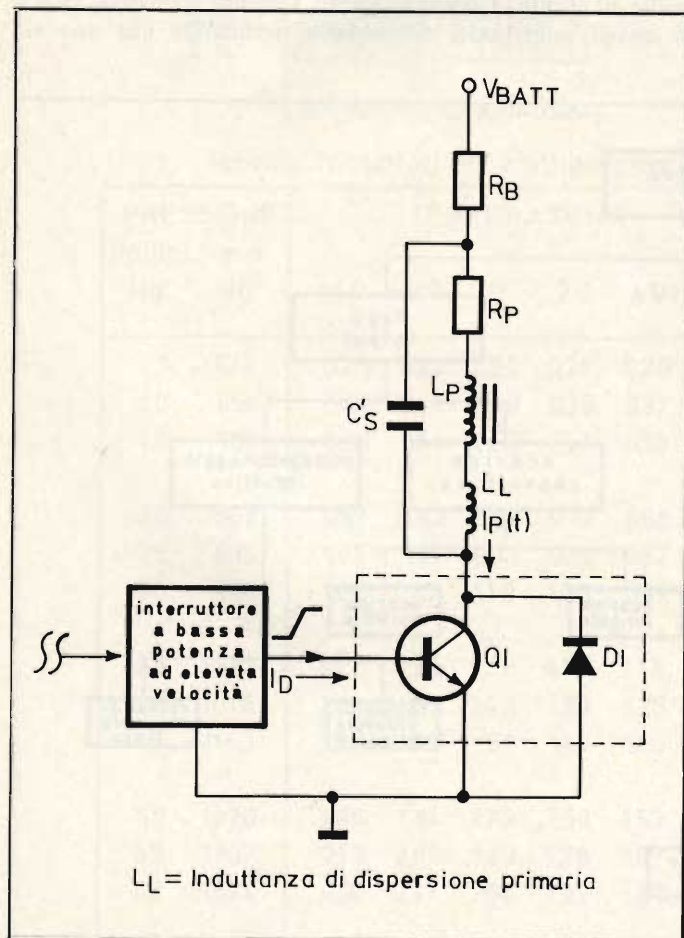



Fig. 10 - Circuito di uscita.

combinazione a carico di base molto veloce abbia luogo nello stadio seguente durante il suo periodo di inversione.

Interruttore di potenza ad elevata velocità

L'interruttore di potenza è l'elemento più importante nel modulo di accensione elettronica. Fondamentalmente, esso esegue le stesse funzioni delle puntine dei contatti in un sistema convenzionale, ma in modo molto più efficiente. Dato che il dispositivo di uscita lavora come un interruttore in serie con la bobina di accensione primaria, i suoi parametri sono riferiti direttamente alla qualità della bobina e alle capacità di comando del circuito che la precede. Tutti questi dispositivi potrebbero essere esposti a climi estremamente ostili e a influenze elettriche, perché il progetto del sistema garantisce il funzionamento in avverse condizioni.

Prescrizioni del dispositivo di potenza

La figura 10 mostra un circuito di carico equivalente semplificato di un sistema tipico di accensione elettronica in immagazzinamento induttivo.

Dopo che le puntine di interruzione si sono chiuse e ad un tempo determinato dal ritardo di propagazione del subsistema totale, il transistore Q1 conduce con notevole carico. La grandezza della corrente di collettore I_p (t) è data da:

$$I_p\ (t) = \left(\frac{V\,Batt - V_{ce\ (SAT)\ 1}}{R_p + R_B} \right) \left(1 - e^{-tR_p\ (L_p)} \right)$$

in cui il primo termine è la componente stazionaria di I_p (t).

Il livello della corrente stazionaria può solo essere raggiunta quando la velocità del motore è talmente bassa

da permettere che il tempo di chiusura sia più lungo di approssimativamente:

$$5 \frac{L_p}{R_p + R_B}$$

In pratica alla temperatura ambientale, ciò succede a velocità del motore sotto 2000 giri al minuto. A velocità al di sopra di questa, il termine esponenziale comincia a limitare il livello di corrente massima raggiungibile (figura 11).

L'energia immagazzinata nel primario della bobina di accensione è:

$$E_p = \frac{I_p^2 (t) \, L_p}{2}$$

Per realizzare la corrente stazionaria, il guadagno di corrente B del transistore di uscita deve essere:

$$B_1 \geqq \frac{I_{p\ (ss)}}{I_{d\ (Min)}} \text{ a } V_{CE} = V_{CE\ (SAT)}, \quad \text{Temp} \geqq -40°C$$

Tutti i parametri esterni devono essere corretti per adattarsi a questa temperatura estrema.

Per tutti i sistemi di accensione del tipo che non limitano la corrente, la dissipazione di potenza peggiore si ha nelle condizioni di corrente stazionaria, per esempio con la chiave di accensione inserita, con i punti di interruzione chiusi.

In questo caso la dissipazione di potenza del dispositivo è:

$$P_D = \left(\frac{V_{Batt}}{R_B + R_P} \right) V_{CE\ (SAT)}$$

Il dispositivo deve essere in grado di mantenere una temperatura inferiore a quella nominale di giunzione a questo livello di potenza, nel caso peggiore 100 °C. Per dispositivi con limitazione della corrente, la dissipazione di potenza in condizioni di corrente limite deve essere più elevata, per esempio:

$$P_{D\ (LIM)} = (V_{cc} - [I_{LIM} \, (R_B + R_P)]) \, I_{LIM}$$

$P_{D\ (LIM)}$ diventa più grande di P_D se $R_B + R_P$ è più piccolo di un determinato livello di corrente limite, I_{LIM}.

Prescrizioni ambientali del sistema

Ciascun sistema di accensione elettronica da usarsi in una automobile deve essere sottoposta a una o più condizioni ambientali seguenti:

Condizioni ambientali

Temperatura ambiente (sotto il cofano)
da − 40 °C + 100 °C
Umidità relativa a 37 °C 98%
Atmosfera salina
Vibrazioni meccaniche
Urti meccanici
Transistori elettrici (di lunga durata) 125 V per 4,5 >
Disturbi (EMI)

CONCLUSIONI

Le prestazioni del sistema di accensione elettronico con puntine di interruzione confrontate col convenzionale sistema Kettering sono illustrate nella figura 14. Se confrontato con gli altri sistemi di accensione elettronica disponibili, il sistema di accensione a puntine di interruzio-

Vantaggi	Perché
Più lunga vita delle puntine e tempi di manutenzione più lunghi	Non si hanno archi sulle puntine
Tensione più elevata disponibile alle candele	Più energia disponibile Più rapido tempo di chiusura
Vita delle candele più lunga	Possibilità di accensione su una distanza dei contatti più larga o su candele più deteriorate
Partenza più facile e funzionamento al minimo più regolare	Tensione massima erogabile a basso numero di giri
Migliorata economia di carburante	Condizioni di accordo più lunghe
Meno emissione di gas di scarico	Bruciatura più efficiente della miscela.

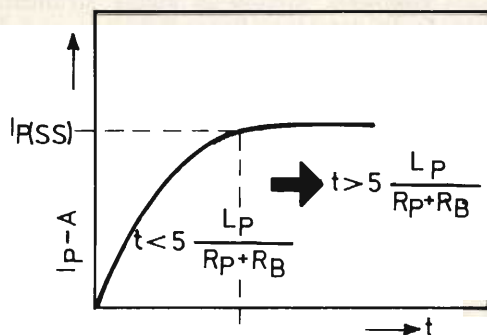



Fig. 11

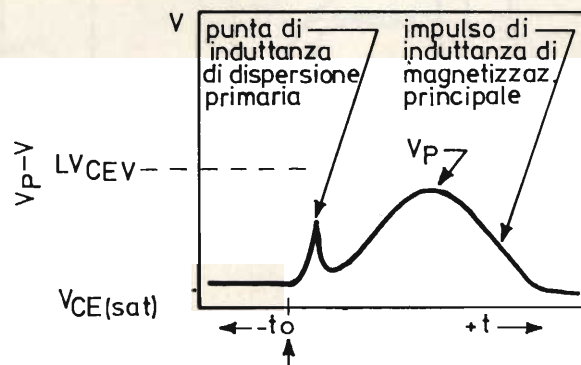



Fig. 12 - Tensione primaria (non in scala).

ne richiede il minimo di sforzo e di esperienza meccanica per l'installazione. I suoi vantaggi sul sistema Kettering sono riassunti nella pagina precedente.

GLOSSARIO

Sistema di accensione Kettering

Sistema induttivo comunemente usato per motori a combustione interna. Impiega una bobina di induzione, contatti di interruzione, un condensatore e una adatta sorgente di potenza (una batteria)

Sistema di accensione a semiconduttori

Un sistema di accensione per motori a combustione interna che impiega semiconduttori solid state per funzioni di interruzione.

Sistema induttivo

Un sistema di accensione che immagazzina la sua energia primaria in un induttore o bobina.

Sistema a scarica di condensatore

Sistema di accensione che immagazzina la sua energia primaria in un condensatore.

Fig. 13 - Linea di carico induttivo per il dispositivo di uscita.

Modelli con puntine

Un sistema a semiconduttori che utilizza puntine convenzionali per regolare i tempi e per comandare l'assieme.

Senza puntine

Un sistema a semiconduttori che non usa puntine per regolare il tempo o per comandare, una che conserva il distributore per distribuire la tensione secondaria.

Senza distributore

Un sistema di accensione a semiconduttori che non utilizza puntine per regolare i tempi o per comandare l'assieme ne' utilizza un distributore per distribuire la tensione secondaria.

DEFINIZIONE DEI PARAMETRI

Tensione disponibile al secondario (stima)

E' la tensione di uscita secondaria a circuito aperto fornibile col sistema di accensione con un carico secondario a 50 pF; le misure sono da prendersi ad una specificata tensione di alimentazione dopo che il sistema è stabilizzato in temperatura.

Tensione disponibile secondaria (sul motore)

La tensione disponibile al secondario è la tensione che è disponibilie per accendere le candele. Dati per la curva di tensione disponibile possono essere ottenuti facendo un collegamento dal terminale della bobina secondaria all'ingresso di un oscillografo a raggi catodici (attraverso un divisore di tensione poi interrompendo il collegamento più lungo dalla sua candela e osservando la tensione che si sviluppa su questo conduttore. Il terminale di questo collegamento ha delle prese per prevenire scariche verso zone messe a terra, e il conduttore è disposto all'incirca nella stessa posizione rispetto alle parti messe a terra del motore come se fosse collegato alle candele. Se non è diversamente specificato si sceglie il conduttore più lungo perché la capacità elettrostatica più elevata del conduttore fornisce la tensione più bassa.

Le letture sono fatte ad una velocità costante del motore, a vari incrementi dalla posizione folle alle varie velocità. A ciascun punto di verifica, la velocità è mantenuta sufficientemente a lungo per essere ragionevolmente sicuri che siano state osservate la tensione massima e la minima che presumibilmente si presentano. Di solito solo i valori minimi sono portati in curva.

Tensione richiesta (motore o veicolo)

E' la tensione richiesta per accendere le candele; le misure vengono effettuate usando la stessa strumentazione per determinare la tensione disponibile ma con le candele collegate. I valori posti in curva si riferiscono alla tensione massima osservando tutti i cilindri contemporaneamente. Le prescrizioni sono di solito determinate col motore funzionante a pieno carico (farfalla completamente aperta) e in una varietà di condizioni di carico parziale.

Riserva di accensione (motore o veicolo)

E' la differenza fra la tensione minima fornibile e massima richiesta. Un adeguato «fattore di sicurezza» all'accensione è importante se un motore deve essere ragionevolmente libero da disturbi provocati da perdite per umidità o polvere, conduttori secondari con dispersioni, e incrostazioni nelle candele.

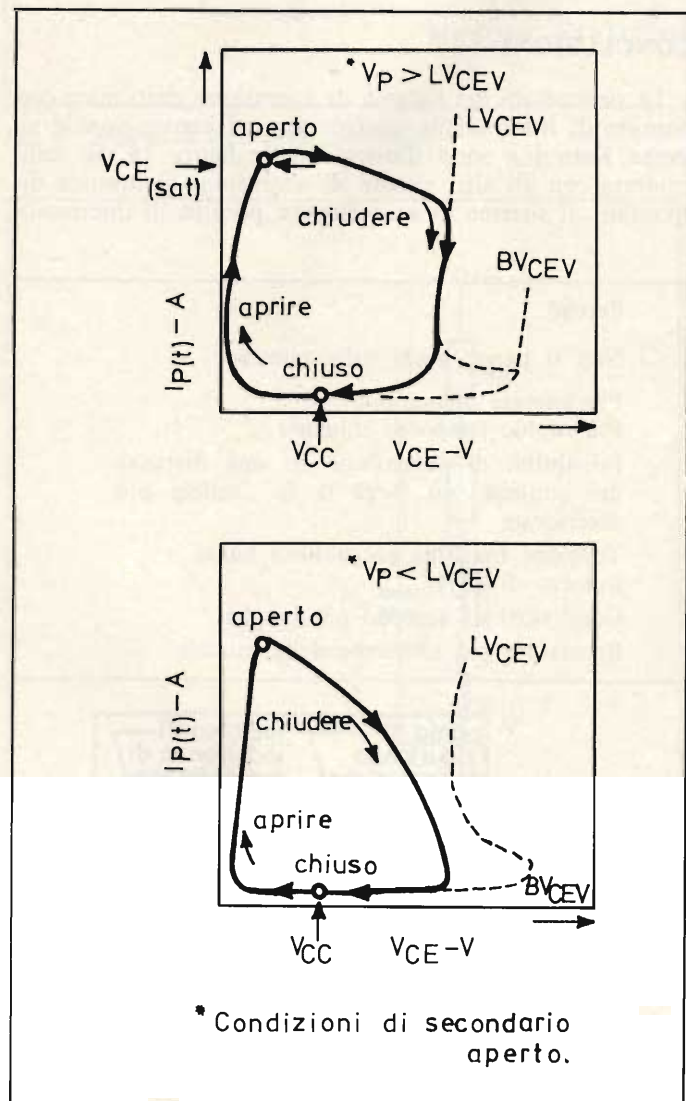
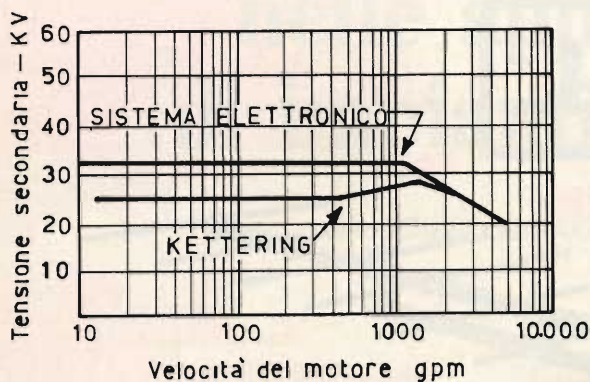
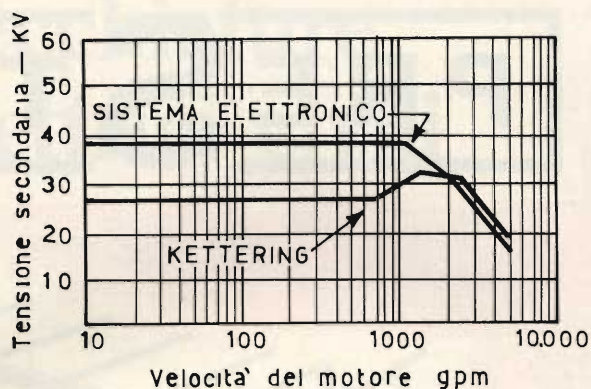



Fig. 14

Tempo di incremento

Tempo richiesto, in microsecondi, per la forma d'onda della tensione l'uscita per passare dal 10% del massimo al 90% del massimo.

Le misure si fanno come per la tensione disponibile secondaria.

Corrente media

E' la corrente di ingresso ad un sistema di accensione misurata con un amperometro a c.c. In molti casi la velocità del motore deve anche essere specificata.

Corrente di bobina di picco

Si applica solo ai sistemi induttivi ed è il picco di corrente che passa attraverso l'avvolgimento primario della bobina di accensione nell'istante in cui i contatti aprono.

Corrente dei contatti

E' la corrente di picco che corre attraverso i contatti di un sistema comando a contatti nell'istante in cui i contatti aprono.

Durata della scarica

E' il tempo in cui la scarica si stabilisce attraverso una distanza di scarica (o tempo in cui la corrente corre nella distanza di scarica).

Tensione primaria

E' la grandezza di picco del primo semiciclo della tensione indotta attraverso l'avvolgimento primario della bobina di induzione.

Ritardo

E' il tempo corrispondente al numero di gradi di ritardo del motore causato dal ritardo elettrico nel sistema. Generalmente stabilito in numero di gradi del motore per 100 giri al minuto della velocità del motore.

Velocità cut-in

Velocità minima alla quale il sistema di accensione lavorerà in modo corretto. La velocità del distributore e/o del motore in giri al minuto dobrebbe essere specificata.

Energia immagazzinata

La quantità di energia immagazzinata nel primario del sistema di accensione.

Sistema induttivo

$$Wp = \frac{1}{2} Li^2$$

dove:

Wp = energia immagazzinata nel campo primario Joule

L = induttanza primaria, Henry

ì = corrente che scorre nell'avvolgimento primario, ampere

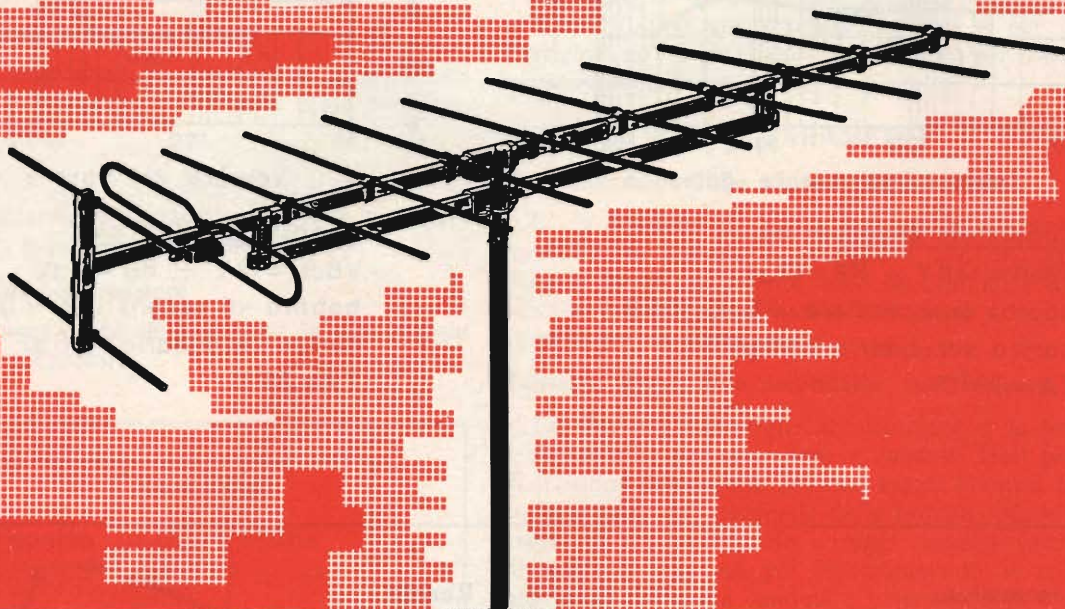
Sistema di scarica capacitiva

$$Wp = \frac{1}{2} CE^2$$

dove:

Wp = energia immagazzinata nel condensatore primario, joule

C = capacità primaria, farad

E = tensione primaria di picco, volt.

L'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili

prima parte

di Fabrizio CHINAGLIA della Bassani Ticino S.p.A.

Il merito del vertiginoso progresso scientifico, industriale e, di conseguenza, economico e sociale, verificatosi nell'ultimo ventennio va legato in misura non indifferente anche allo sviluppo della tecnologia elettronica e a ciò che con essa è stato possibile realizzarre. In verità, già dal principio del secolo i tubi a vuoto o termoionici, considerati i primi dispositivi elettronici e frutto del lavoro di molti ricercatori da Edison (1) a Lee de Forest (2), ebbero la loro importanza per le successive invenzioni soprattutto nel settore delle radio-comunicazioni. Tuttavia la più significativa svolta storica nell'elettronica è indubbiamente derivata dall'avvento dei semiconduttori (3), che hanno permesso di superare i limiti intrinseci nei tubi termoionici, quali eccessivo ingombro, basso rendimento, fragilità, relativa breve durata ecc.

Non ci è possibile per evidenti ragioni di spazio descrivere accuratamente tutte le tappe significative che hanno contrassegnato la storia dell'elettronica allo stato solido, e ci limitiamo a segnalare le più determinanti nella tabella 1.

Come prima considerazione è opportuno ricordare il ruolo prioritario che ha avuto l'industria nello sviluppo del settore. I grossi interessi economici in gioco hanno stimolato investimenti nella ricerca pura e applicata, raggiungendo risultati molto al di là delle aspettative. E' sufficiente ricordare i settori delle telecomunicazioni, dell' informativa e dell' automazione. Un particolare merito va attribuito all'industria aereo-spaziale, i cui traguardi, soprattutto nella miniaturizzazione, sono stati poi sfruttati industrialmente in altri settori.

Può essere in particolar modo interessante considerare a quali livelli di miniaturizzazione si sia potuti giungere attualmente.

In figura 1 riportiamo in scala logaritmica il numero di componenti, dai tubi elettronici ai circuiti integrati più recenti, contenibili in un decimetro cubo.

Da poche unità per decimetro cubo dei normali apparecchi a valvole radiotelevisivi, alle decine di milioni di componenti per decimetro cubo dei circuiti integrati monolitici LSI. Nei punti intermedi sono indicate le densità di tubi sub-miniatura, transistors, ecc. Poiché il livello di miniaturizzazione naturale del cervello umano è di circa 10 miliardi di cellule per decimetro cubo, è evidente come la moderna tecnologia elettronica si stia avvicinando a questo grado di miniaturizzazione.

Tabella 1: Le principali tappe della tecnologia elettronica allo stato solido.

Anno	Tappa
1940	- Diodo al germanio a punta di contatto.
1947/48	- Brattain e Bardeen realizzano il transistore a punta di contatto.
1949/51	- Shockley enuncia la teoria del transistore a giunzione.
1952	- Shockley enuncia la teoria del transistore ad effetto di campo (FET).
1954	- Inizia la produzione su scala industriale del transistore grazie al metodo «zone refining» che consente la formazione di cristalli semiconduttori di estrema purezza.
1955	- Con il metodo di «diffusione» nasce il transistore MESA.
1959/63	- Ha inizio la fase di maturità del transistore e dei componenti derivati con il metodo «planare» (Hoenri) per la produzione di componenti al silicio. Si realizza il primo circuito integrato monolitico che viene in breve tempo prodotto industrialmente.
1966/68	- L'era dell'integrazione è quindi aperta. Dalla possibilità di miniaturizzare circuiti complessi equivalenti a un migliaio e oltre componenti discreti, si origina la corsa alla MSI (Medium Scale Integration) e alla LSI (Large Scale Integration). Dopo alcuni anni vengono presentati sul commercio i primi microcircuiti LSI.

NOTE

(1) *A Thomas Alva Edison (1847-1931), si devono tra l'altro le realizzazioni del fonografo, della prima centrale elettrica del mondo, della lampadina a incandescenza. Egli notò che il filamento di questa emetteva elettroni (effetto Edison) se il vuoto nell'ampolla era sufficientemente spinto. Poco dopo Fleming sfruttò l'emissione termoelettronica e, inserendo un secondo elettrodo (anodo), inventò il diodo raddrizzatore a vuoto. Osservandone il funzionamento enunciò la prima teoria elettronica.*

(2) *Lee de Forest (1873) inventò il triodo, pietra miliare per lo sviluppo della radiotecnica e della moderna elettronica.*

(3) *Anno 1948: Walter Brattain e John Bardeen dei «Bell Telephone Laboratories» (Stati Uniti) diffondono ufficialmente la notizia della scoperta del transistore a punta di contatto, ottenuto utilizzando come elemento base il germanio, che aveva dato ottimi risultati nei diodi a punta di contatto impiegati in varie apparecchiature radar e di telecomunicazione durante gli eventi bellici.*

Fig. 1 - Scala delle miniaturizzazioni.

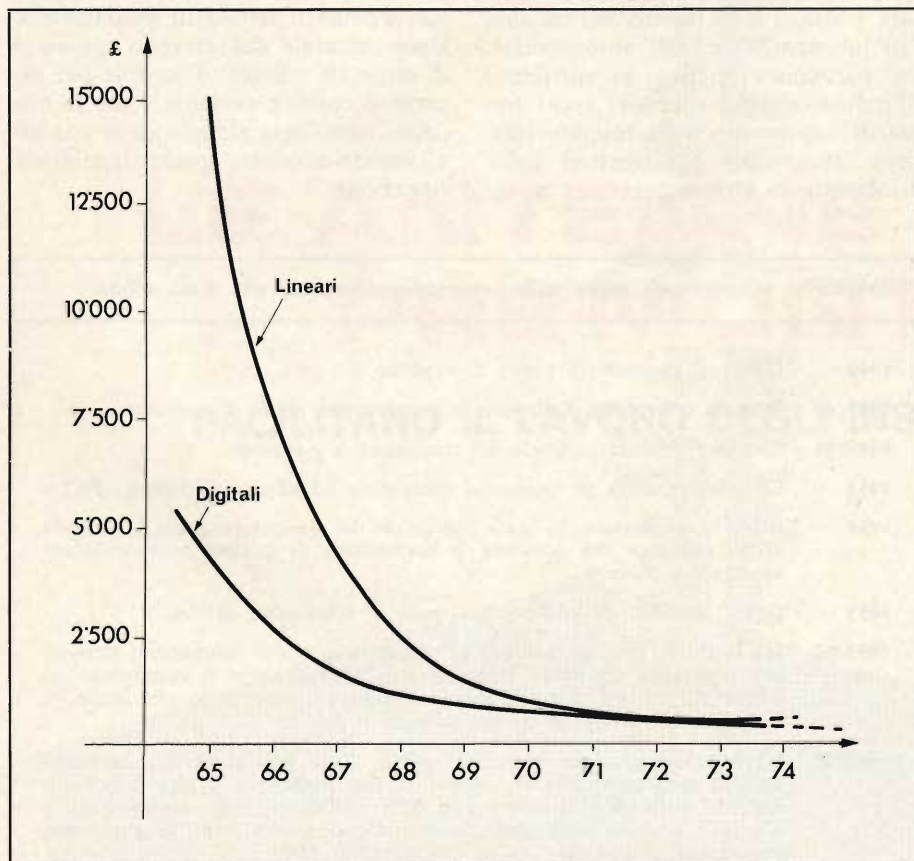



Fig. 2 - Prezzo medio per circuito integrato.

Questa non può comunque esser spinta oltre un limite, indicato come «limite fascio per dispositivi a semiconduttori», in quanto a quel livello di densità gli effettti fisici che stanno alla base del funzionamento dei semiconduttori non avrebbero più luogo. Oltre al loro ridotto ingombro, il successo dei semiconduttori è dovuto, in sintesi, alla perfetta riproducibilità delle loro tecnologie di produzione, al loro elevato rendimento, alla superiore resistenza a sollecitazioni meccaniche, elettriche o ambientali. Fattore determinante è pure la loro crescente economicità: la richiesta massiccia di componenti statici e la loro produzione su larga scala con sempre più perfezionati e sofisticati metodi, hanno condotto a una sensibile riduzione dei costi. Ad esempio si calcola che, nell'arco di un decennio circa, il prezzo unitario medio dei circuiti lineari e digitali sia sceso rispettivamente in misura superiore alle trenta e dieci volte (vedi Fig. 2).

Si dispone oggi di componenti elettronici che soddisfano ogni esigenza di progettazione e di fabbricazione di apparecchiature elettroniche. Dai componenti discreti adatti per piccole apparecchiature (o là dove non convenga per diversi motivi ricorrere all'integrazione), ai circuiti integrati ibridi a film spesso o sottile e a «chip» destinati alla miniaturizzazione di circuiti elettronici non eccessivamente complessi ma per produzioni di serie. ai circuiti integrati MSI e LSI per i giganteschi sistemi impieganti milioni e milioni di componenti elementari equivalenti (calcolatori ed elaboratori elettronici, ecc.).

L'economicità e le caratteristiche intrinseche dei componenti statici, oltre ad avere favorito lo sviluppo dei settori sopraccennati, hanno suggerito la possibilità del loro impiego in settori legati tradizionalmente ad altre tecnologie, come quella elettromeccanica, determinando spesso una conversione radicale delle soluzioni precedenti. Un concreto esempio è offerto dalle calcolatrici elettroniche che stanno sempre più diffondendosi per le proprie prestazioni funzionali e formali, maggior capacità di calcolo per unità di volume, silenziosità, velocità di risposta, ecc., in confronto alle classiche macchine da calcolo elettromeccaniche. Moltissimi altri esempi potrebbero essere considerati nel settore industriale, in cui l'elettronica da tempo offre applicazioni per l'automazione dei processi produttivi, per i controlli numerici di macchine uten-

sili, per le strumentazioni da quadro, per i contatori veloci, per i temporizzatori statici, per la regolazione della velocità di motori, ecc.

L'ELETTRONICA NELL'AMBIENTE DOMESTICO

Il successo dell'elettronica e le sue innovazioni hanno coinvolto anche l' ambiente domestico. Tutti conosciamo le più diffuse applicazioni, apparecchi radio-televisivi, registratori, giradischi, ecc., e quelle più recenti come orologi digitali, dispositivi radiocomandati per cancelli e porte basculanti, allarmi elettronici a raggi infrarossi e ad ultrasuoni, programmatori per elettrodomestici e così via.

Da diverso tempo i costruttori di apparecchiature per impianti elettrici civili sono interessati all'elettronica, anche se in questo campo si può parlare di elettronica minore. Infatti esistono attualmente in commercio numerosi esempi di apparecchiature elettriche in parte o totalmente elettroniche che presentano valide alternative a quelle di analoga funzione di costruzione tradizionale. Per esempio suonerie, regolatori di lunminosità, citofoni, temporizzatori per luce scale, dispositivi per controlli di tempo e temperatura ecc. In taluni casi l'elettronica ha permesso di concepire apparecchi sensibili a grandezze fisiche esterne, quali elettriche, meccaniche, luminose, impensabili a realizzarsi con altre tecnologie come gli sganciatori differenziali ad altissima sensibilità per la protezione in piscine o in sale chirurgiche dove i livelli di intervento richiesti sono estremamente bassi. Oppure dispositivi per il controllo della luminosità fotoresistivi o fotovoltaici (interruttori crepuscolari) e gli interruttori totalmente elettronici per il comando dell'illuminazione.

Nello spazio che ci rimane nelle presenti note e nei prossimi articoli è nostra intenzione considerare alcune di queste apparecchiature e coglierne le differenze di funzionamento ed i vantaggi in confronto a quelle elettromeccaniche.

LE SUONERIE ELETTRONICHE

La suoneria di tipo elettronico è uno dei più semplici esempi di totale conversione delle tecnologie di progettazione e di costruzione di apparecchiature per impianti elettrici di tipo civile e similare. Si ritiene sia noto il funzionamento dei campanelli e suonerie tradizionali: l'eccitazione di un

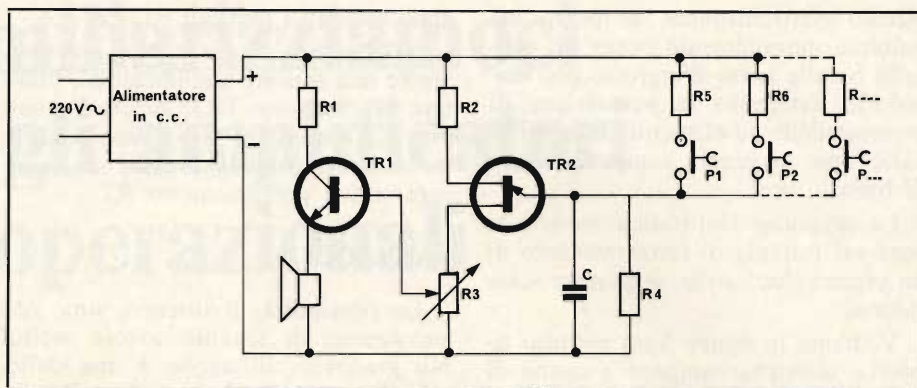



Fig. 3 - Schema elettrico tipo di una suoneria elettronica.

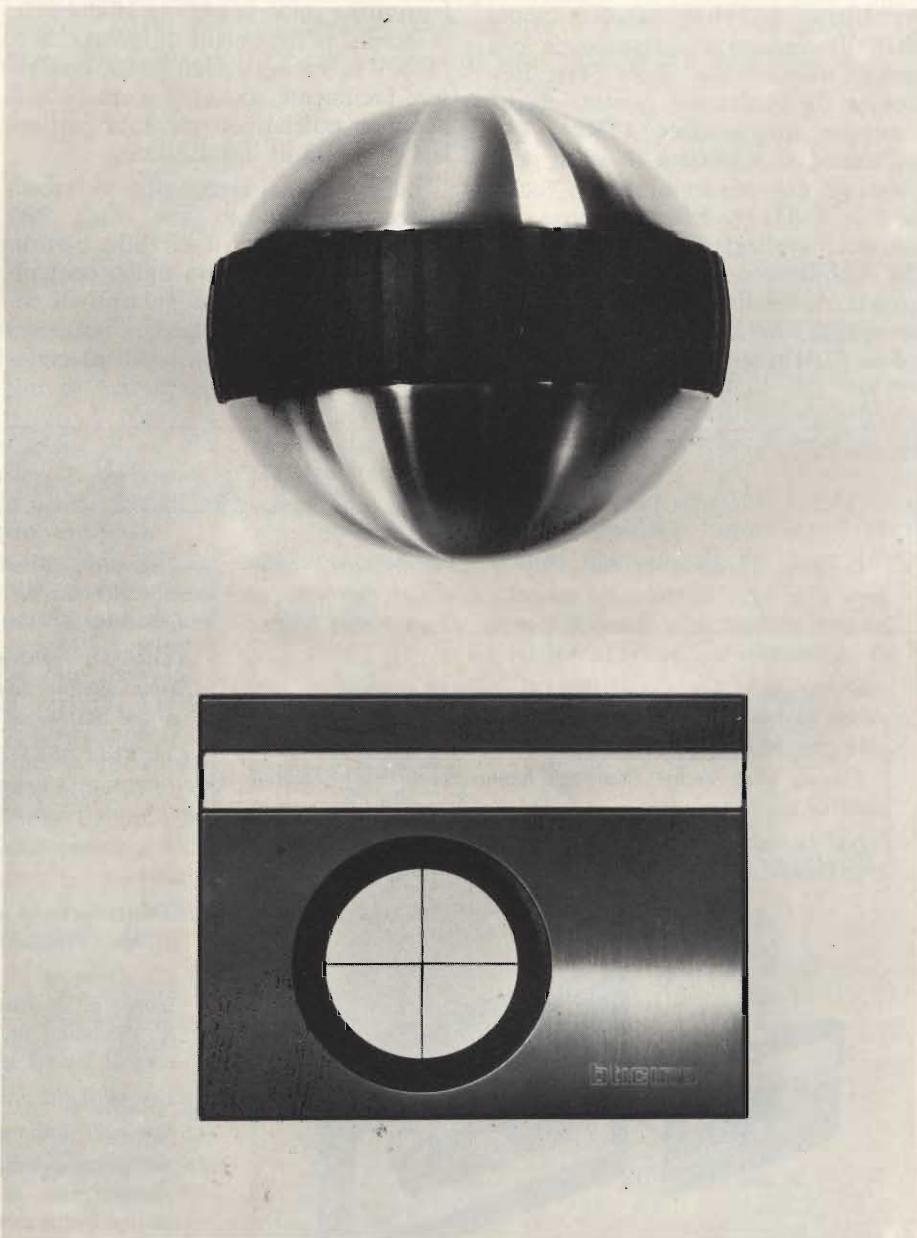



Fig. 4 - Il «Personal 2000» della Bassani Ticino S.p.A. di Milano. Un esempio di suoneria elettronica multitonale amplificata per la riproduzione di motivi musicali a libera scelta. I quattro tasti corrispondono infatti ad altrettante note fra loro combinabili. La pulsantiera (sotto) racchiude la maggior parte del circuito elettronico ed è corredata con quattro pulsanti a settori circolari. Il diffusore (sopra) racchiude l'altoparlante. Da notare l'estetica dell'apparecchio, moderna, razionale ed inseribile in ogni tipo di ambiente.

piccolo elettromagnete, a mezzo del pulsante, normalmente posto sul cancello o sulla porta d'ingresso dell'abitazione, determina la percussione di un martelletto su elementi risonanti di vario tipo, in genere campane, canne di bronzo, ecc.

La soluzione elettronica, invece, si basa sul pricipio di funzionamento di un organo elettronico, se pure in scala ridotta.

Vediamo in figura 3 un circuito tipo. Le classiche campane a canne di bronzo sono sostituite da un altoparlante facente parte di un circuito completamente statico sostituente il martelletto e l'elettromagnete sopra citati. Il circuito è composto da una sezione alimentatrice dalle ovvie funzioni e da oscillatrice pilotata da un transistor unigiunzione (TR2). L'oscillazione si manifesta in virtù della presenza del condensatore C (collegato in E-B1) e delle resistenze R5, R6, ecc. (collegate in serie a E-B2) che stabiliscono il valore della frequenza di oscillazione del circuito e, in pratica, la tonalità della nota emessa dall'altoparlante quando vengono azionati i pulsanti P1, P2, ecc.

Nel circuito è solitamente presente anche una sezione amplificatrice, pilotata dal transistor TR1, avente il compito di aumentare il volume sonoro in uscita, regolabile in fase di taratura con il potenziometro R3.

VANTAGGI

La possibilità di ottenere una vasta gamma di tonalità sonore molto più gradevoli all'ascolto è una delle più apprezzabili caratteristiche di una suoneria elettronica. Le altre sono quelle comuni alle apparecchiature elettroniche, cioè la grande affidabilità, la durata praticamente illimitata, ecc. Inoltre la suoneria elettronica può essere facilmente sostituita a quelle tradizionali poiché non presenta particolari difficoltà di installazione.

La soluzione elettronica si presta essere realizzata in due modi. Nel primo quasi tutto il circuito elettronico è racchiuso in un unico contenitore, ad eccezione dei pulsanti di comando singolarmente separati. Questa versione è adatta nei casi di abitazioni con più ingressi e permette di riconoscere, in base alle diverse tonalità dei suoni emessi, il punto in cui il visitatore sta chiamando.

La seconda versione, più adatta ai casi di unico ingresso, utilizza un'unica pulsantiera «multipla», cioè a più pulsanti, avente la funzione di contenere l'intero circuito elettronico, tranne l'altoparlante da installare all' interno dell'abitazione nel punto più conveniente (fig. 4).

In questo caso la suoneria può essere definita «musicale», poiché è possibile ottenere motivi musicali ben precisi e selezionabili dalla persona che suona alla porta, con il risultato di riconoscere a colpo sicuro che desidera entrare in casa nostra. Una versione in conclusione diversa da certe suonerie «multitonali», anche di tipo tradizionale, con trilli e motivetti già programmati.

BIBLIOGRAFIA:

«Dal transistore ai circuiti integrati» - E. Accenti - ed. CD «Quattrofili» - informazioni della Bassani Ticino S.p.A.

ELCASET

La Sony Corporation, Matsushita Electric Industrial Company e la Teac Corporation annunciano d'aver raggiunto un accordo comune sulla standardizzazione di un nuovo sistema di registrazione audio, l'«ELCASET».

Creato dalle Tre Compagnie, di comune accordo è stata decisa l'introduzione di questo nuovo tipo di cassette presso altre compagnie al fine di ottenere l'approvazione generale.

L'Aiwa e la Victor Company hanno recentemente annunciato la loro adesione.

Nel mercato audio la Compact Cassette della Philips è stata ampiamente accettata e se inizialmente l'impiego era limitato ai registratori portatili, col volger degli anni il perfezionamento tecnico dei sistemi di registrazione ha ampliato il campo di utilizzazione agli impianti HI-FI.

Tuttavia i registratori a bobine, per riproduzioni sonore di altissima qualità, ancor oggi sono i preferiti sia per la dimensione del nastro, sia per la velocità di scorrimento.

Con l'ELCASET i limiti negativi proprii delle cassette sono stati superati giungendo a risultati qualitativi e di costo veramente notevoli e tali da rivoluzionare il mercato.

Le caratteristiche di base dell'ELCASET si possono così sintetizzare:

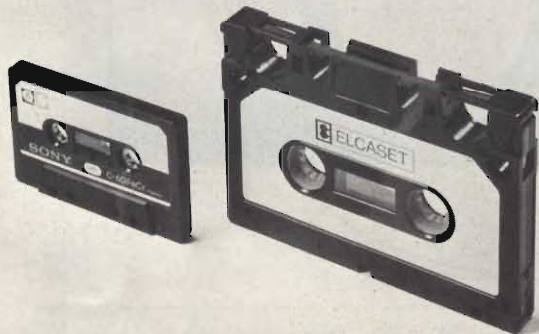
1) Ampia gamma dinamica dovuta all'ampiezza del nastro di 1/4" e velocità di scorrimento di 9,5 cm/s.

2) La porzione di nastro a diretto contatto con le testine scorre al di fuori della cassetta. Si eliminano in tal modo eventuali attriti dovuti alla eccessiva precisione di alcuni punti del contenitore.

3) Compatibilità tra mono e stereo.

4) Controllo indipendente di traccia.

5) Selezione automatica del Bias e dell'Equalizzazione, nonché del tipo di nastro, tramite opportuni fori di rilevamento localizzati nel contenitore.

E' evidente che l'introduzione di queste cassette di formato più ampio implicherà la costruzione ex novo di registratori che integreranno, senza per altro sostituire, la produzione dei normali registratori a cassetta.

Familiarizziamoci con gli amplificatori operazionali

L'amplificatore operazionale è uno dei componenti attivi più importanti per il tecnico progettista e per lo sperimentatore. Molte sono le sue funzioni e consentono spesso di ridurre al minimo le dimensioni di un'apparecchiatura elettronica, che — realizzata con componenti discreti — apparirebbe assai più complessa e suscettibile di guastarsi. L'articolo che segue ne chiarisce i concetti fondamentali, e ne illustra alcune possibilità pratiche di impiego.

a cura di LUBI

Gli amplificatori operazionali son già stati oggetto di altri articoli pubblicati dalla nostra Rivista, per cui faremo del nostro meglio di evitare ripetizioni. Eviteremo di occuparci dei circuiti di reazione negativa, mentre prenderemo in considerazione alcuni dispositivi di attuale produzione, per chiarire come sia possibile allestire circuiti pratici di notevole utilità, che probabilmente saranno giudicati di un certo interesse.

I quattro amplificatori operazionali di impiego più facile sono il modello 741, oggi reperibile dovunque, il modello 5558, costituito da una doppia unità ancora del tipo 741 in contenitore a otto piedini, prodotto anche in versione in plastica «mini-DIP» Signetics, ed in contenitore cilindrico a otto e quattordici piedini in versione «DIP» dalla Motorola sotto la sigla MC1458, una versione dello stesso 741 del tipo «QUAD» in contenitore a quattordici terminali denominato 4136, prodotta dalla Raytheon, ed infine una versione assai migliorata, sempre del modello 741, denominata LM318, prodotta simultaneamente dalla Advanced Micro Devices e dalla National.

I dati riassuntivi di funzionamento e di impiego di questi quattro dispositivi sono rappresentati alle **figure 1, 2, 3,** e **4.**

Occorre precisare che soltanto i modelli 741 (figura 1) ed LM318 (figura 4) sono muniti di terminali esterni per gli «offset» di bilanciamento: per gli altri due modelli è invece necessario usare «offset» esterni.

I costi variano parecchio, oscilando tra le 1.500 lire circa per il modello 741, (la metà sul mercato «surplus») e circa 5.000 lire per il modello LM318. Quest'ultimo sembra quindi essere di classe elevata, ma, quando si desidera il cosiddetto «slew rate» oppure un miglior responso alla frequenza, rappresenta una buona scelta.

Esistono altri dispositivi appartenenti sempre alla categoria del modello 741, che presentano alcuni miglioramenti, come ad esempio il tipo Motorola MC1741S, ed altri numerosi tipi anologhi prodotti dalla Silicon General. Si tratta di modelli che presentano caratteristiche intermedie di prezzo e di prestazioni, che funzionano con un rapporto «slew» che si aggira intorno ai 5 V/μs, e che hanno migliori prerogative agli effetti del rumore. Esistono però in commercio altri dispositivi, di più alta classe, che funzionano con caratteristiche di impiego ancora più soddisfacenti.

Infine, è facile trovare in commercio altri amplificatori del tipo «Quad», spesso denominati Amplificatori «Norton», oppure amplificatori operazionali del tipo «Auto-

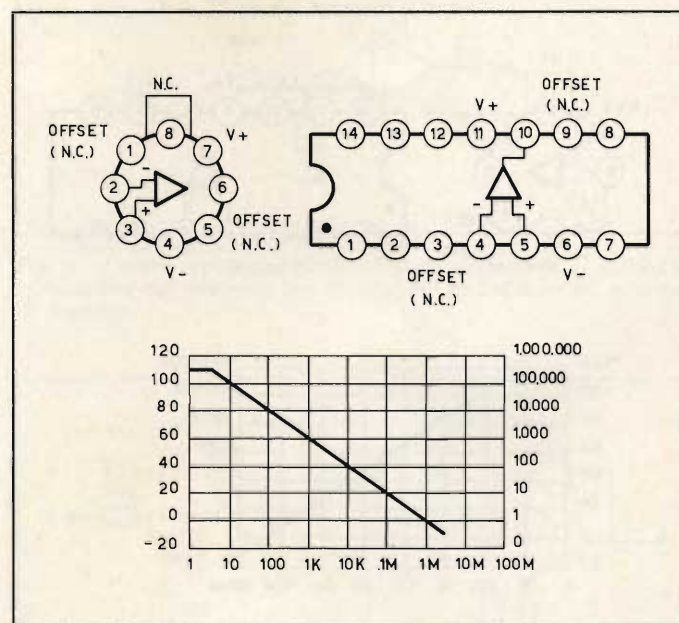



Fig. 1 - Tensione caratteristica di funzionamento rispetto alla frequenza, in un amplificatore operazionale del tipo μA 741: il grafico è riferito anche al guadagno espresso sia in decibel, sia sotto forma di rapporto tra uscita ed ingresso. Unitamente al grafico sono riprodotti i collegamenti alla base (visti dall'alto) delle due versioni, cilindrica e «dual-in-line».

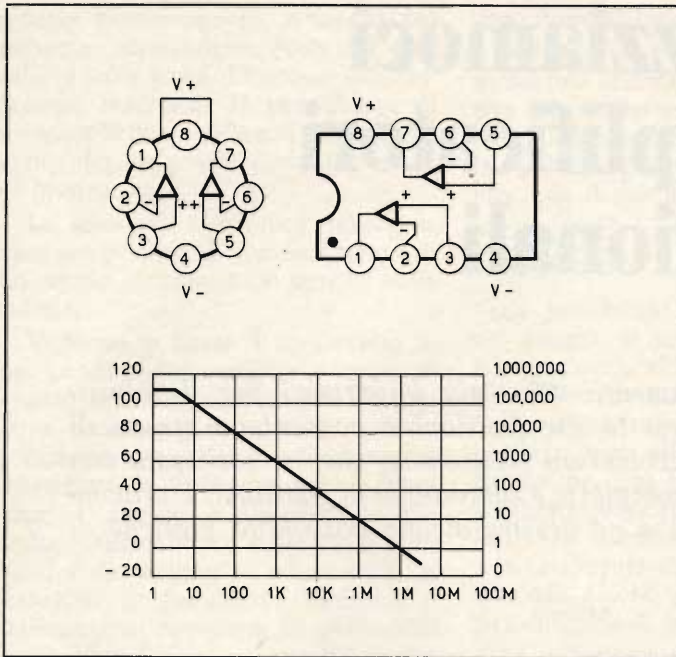



Fig. 2 - Il grafico rappresenta le medesime caratteristiche considerate a proposito del tipo precedentemente citato, ma nei confronti del modello 5558, prodotto dalla Signetics nelle due versioni, cilindrica e «dual-in-line».

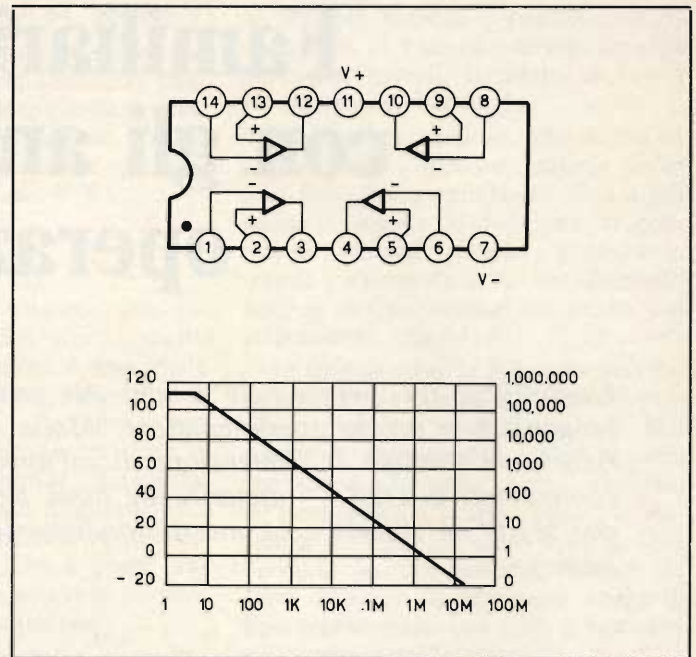



Fig. 3 - Altro grafico che illustra sempre le medesime caratteristiche nei confronti del modello 4136, prodotto dalla Raytheon: questo modello viene però prodotto nella sola versione del tipo «dual-in-line, sebbene contenga quattro unità anziché una sola.

motive». Non si tratta però di veri e propri amplificatori operazionali, e non possono essere usati nei circuiti di cui stiamo per occuparci. Infine, nei confronti di questi dispositivi esistono restrizioni più o meno gravi: nella maggior parte dei casi, trattandosi di realizzazioni sperimentali, sarà facile riscontrare che le applicazioni delle quali ci occuperemo rappresentano in linea di massima la scelta ideale.

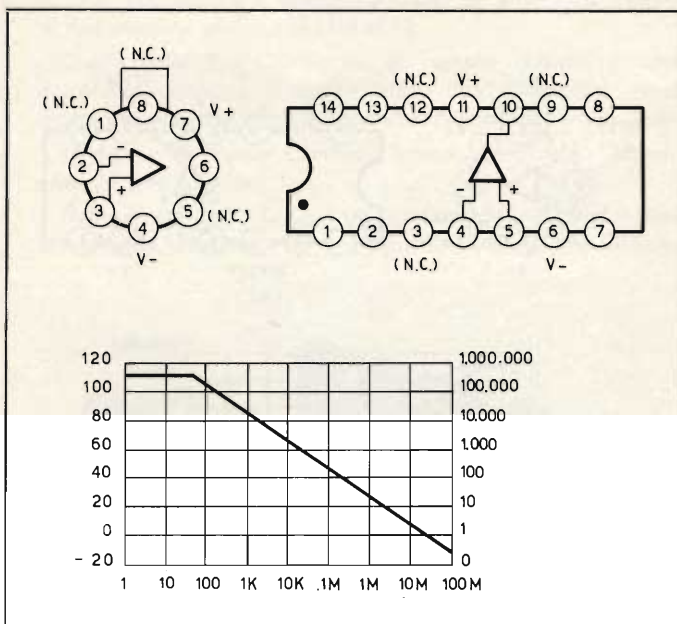



Fig. 4 -Ultimo grafico illustrante sempre le medesime caratteristiche, sia pure con parameri leggeremente diversi, nei confronti del modello LM318, prodotto dalla Advanced Micro Devices ed anche dalla National. Anche questo modello viene prodotto nella versione cilindrica in contenitore metallico (a sinistra), e nella versione del tipo «dual-in-line».

Prima di procedere, riteniamo utili alcune precisazioni nei confronti delle prime quattro figure citate: il grafico di figura 1, riferito al modello μA 741, è stato tracciato in funzione di una tensione di alimentazione di valore compreso tra ± 5 e ± 18 V, con un rapporto «slew» di 0,5 V/μs, e con un rumore pari a 10 μV, alla frequenza di 100 kHz ΔF: la scala verticale di sinistra rappresenta il guadagno espresso in decibel, la scala verticale di destra il guadagno in funzione del rapporto tra l'ampiezza del segnale di ingresso, mentre la scala orizzontale riporta i diversi valori di frequenza espressi in Hertz.

Al di sotto del grafico, il simbolo riprodotto a sinistra rappresenta i collegamenti allo zoccolo della versione cilindrica dello stesso amplificatore operazionale tipo μA 741, mentre il simbolo illustrato a destra rappresenta la versione del tipo «dual-in-line». In entrambi i casi, la sigla N.C. rappresenta collegamenti non utilizzati (non collegato), con o senza «offset».

Nei confronti del grafico di figura 2 valgono le medesime specifiche enunciate a proposito del grafico di figura 1, anche per quanto riguarda la versione cilindrica del contenitore metallico, (a sinistra) e quella del tipo «dual-in-line»: si tratta però del modello Signetics 5558, nel quale, per entrambe le versioni, non sono presenti terminali non utilizzati e collegamenti «offset».

Il grafico di figura 3 è riferito al modello 4136, illustrato in alto nella versione modello 4136, prodotto dalla Raytheon: le tre scale sono sempre riferite ai medesimi parametri, mentre le caratteristiche di impiego consistono sempre in una tensione di alimentazione compresa tra ± 5 e ± 18 V, ma con un rapporto «slew» pari a 1 V/μs, e con un rumore di 3 μV, alla frequenza di 100 kHz ΔF. La scala verticale destra è ancora riferita al guadagno, espresso in funzione del rapporto tra l'ampiezza del segnale di uscita e quella del segnale di ingresso.

Il grafico di figura 4 — infine — è ancora riferito ai medesimi parametri, ma con una tensione di alimentazione

compresa tra ± 5 e ± 20 V, con un rapporto «slew» di 70 V/μs, e con rumore di 3 μV, alla frequenza di 100 kHz ΔF. In quest'ultima figura, a sinistra è rappresentato il simbolo che illustra i collegamenti allo zoccolo della versione in contenitore metallico cilindrico, e a destra la versione «dual-in-line».

ALCUNE APPLICAZIONI PRATICHE

Partiamo dal presupposto che si disponga di un buon alimentatore, in grado di fornire tensioni comprese tra ± 5 e ± 20 V, con valore ottimale intermedio di ± 15 V, oppure di una quantità di batterie sufficiente per fornire appunto tali potenziali.

Supponiamo anche di ricorrere all'impiego di una tensione di reazione negativa pari al 100%, tra l'uscita e l'ingresso negativo.

La tensione di uscita deve essere sempre uguale alla tensione di ingresso, ed il guadagno dell'amplificatore si espleterà sempre in funzione della differenza tra l'uscita e l'ingresso positivo rispetto a zero.

L'uscita corrisponde praticamente sempre all'ingresso positivo con guadagno unitario, caratteristica inconfondibile degli stadi ad accoppiamento di tensione. L'impedenza di ingresso è molto alta, in quanto il segnale viene applicato all'ingresso positivo, ed il responso alla frequenza (anche se non necessariamente il rapporto «slew») è ottimo, tanto che non occorre disporre di un guadagno notevole. Dal canto suo, l'impedenza di uscita risulta molto bassa, per cui si può considerare l'intero circuito alla stessa stregua di un dispositivo con caratteristiche ancora migliori di quelle di uno stadio ad accoppiamento di emettitore.

Un circuito tipico è illustrato alla **figura 5**: i suoi vantaggi rispetto allo stadio singolo a transistore comprendono un guadagno pari **esattamente** all'unità, con «offset» indipendente dalla temperatura pari a 0,6 V tra l'ingresso e l'uscita, un valore elevato dell'impedenza di ingresso, ed una bassissima impedenza di uscita. Si noti che, attraverso l'ingresso positivo, è possibile applicare una adeguata corrente per la polarizzazione di base.

La **figura 6** rappresenta invece lo schema di un amplificatore ad accoppiamento di tensione, che funziona con un certo guadagno: in questo caso, anziché ricorrere ad una reazione pari al 100%, si retrocede soltanto una parte della tensione del segnale di uscita, mediante un partitore di tensione, per cui si ottiene praticamente un amplificatore di tensione del tipo non invertente, funzionante con un certo guadagno. Quest'ultimo può assumere qualsiasi valore auspicabile a partire da quello unitario, fino a quasi dieci volte il guadagno che è possibile ottenere a circuito aperto.

Un limite ragionevole per un guadagno pari a dieci è costituito dalla frequenza di 10 kHz, mentre per un guadagno unitario il limite di frequenza è di 100 kHz. Impiegando l'unità del tipo LM318, è possibile ottenere rispettivamente i limiti di frequenza di 200 kHz e di 2 MHz, con i medesimi valori del guadagno globale.

Si noti che il guadagno **non** rappresenta il rapporto tra i due resistori, bensì l'unità sommata al suddetto rapporto. Di conseguenza, il guadagno minimo è proprio costituito dal valore unitario. Occorre anche notare che — attraverso la sorgente del segnale da amplificare — è indispensabile applicare anche la corrente di polarizzazione per l'ingresso positivo.

La **figura 7** rappresenta lo schema di principio di un amplificatore standard di tipo invertente con guadagno unitario: in questa particolare applicazione, il guadagno dipende dal rapporto tra il resistore di uscita (R_u) ed il resistore di ingresso (R_i).

Dando al resistore di ingresso il valore di 10 kΩ, ed al resistore di uscita il valore di 100 kΩ, il guadagno risulta pari al dieci, e così via.

La polarizzazione a corrente continua non è necessaria in questo caso da parte della sorgente, ed è possibile applicare all'ingresso un segnale tramite un condensatore, soltanto se si tratta di segnali a corrente alternata.

Con identici valori resistivi, il guadagno risulta pari a —1: dal momento che in questo caso si fa uso dell'ingresso negativo, e dal momento anche che quest'ultimo si trova virtualmente al potenziale di massa, l'impedenza di ingresso corrisponde al valore del resistore di ingresso,

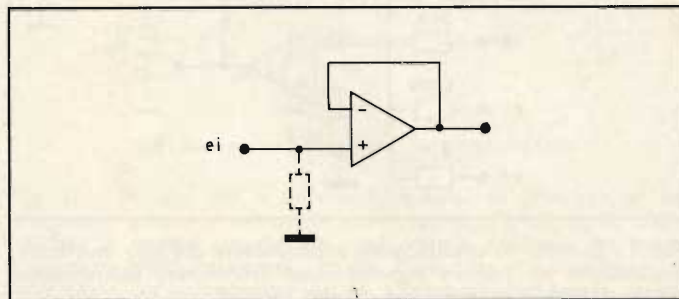



Fig. 5 - Configurazione di un amplificatore operazionale necessaria per ottenere un guadagno unitario: questo circuito presenta un guadagno di tensione pari esattamente all'unità.

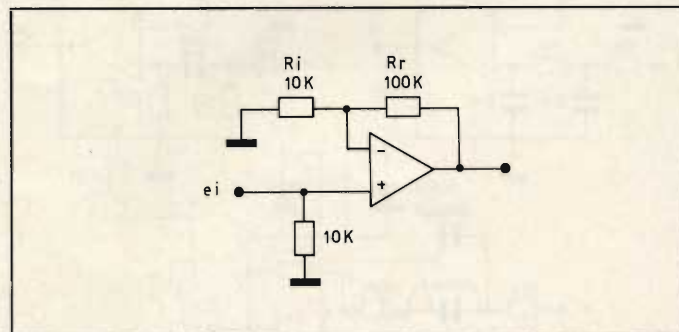



Fig. 6 - Questo secondo schema permette di regolare il guadagno in funzione del rapporto tra il resistore di reazione ed resistore di ingresso.

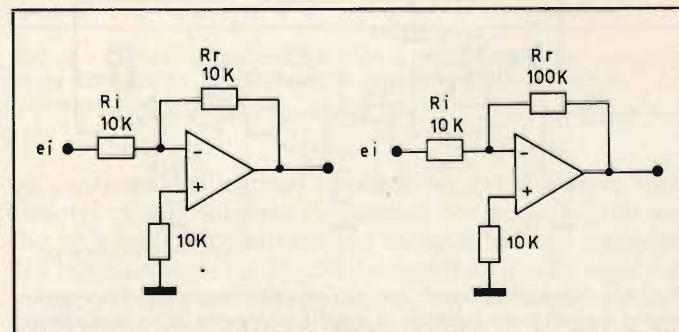



Fig. 7 - Circuito ad accoppiamento di tensione del tipo invertente: nel primo caso (in alto) si ottiene un guadagno unitario, mentre nel secondo (in basso) il guadagno risulta pari a dieci.

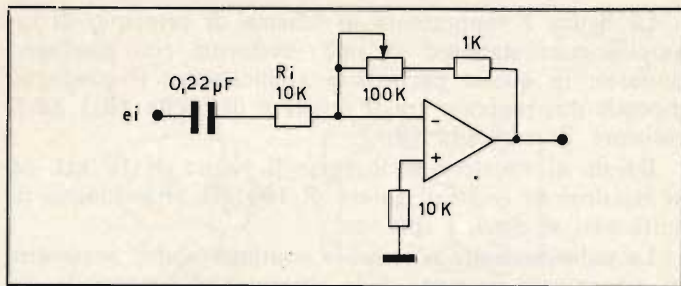



Fig. 8 - Esempio di circuito invertente con accoppiamento di tensione, ma con caratteristiche tali da consentire la regolazione del guadagno mediante un potenziometro. Il condensatore di ingresso da 0,22 μF deve essere soppresso per estendere il responso alla corrente continua.

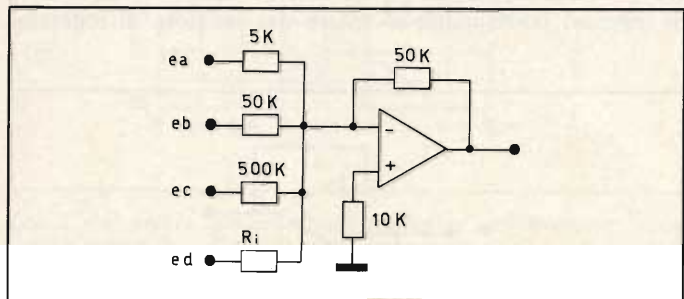



Fig. 9 - Esempio di amplificatore addizionatore del tipo invertente: il guadagno per ciascun ingresso viene determinato indipendentemente tramite il rapporto tra i valori resistivi.

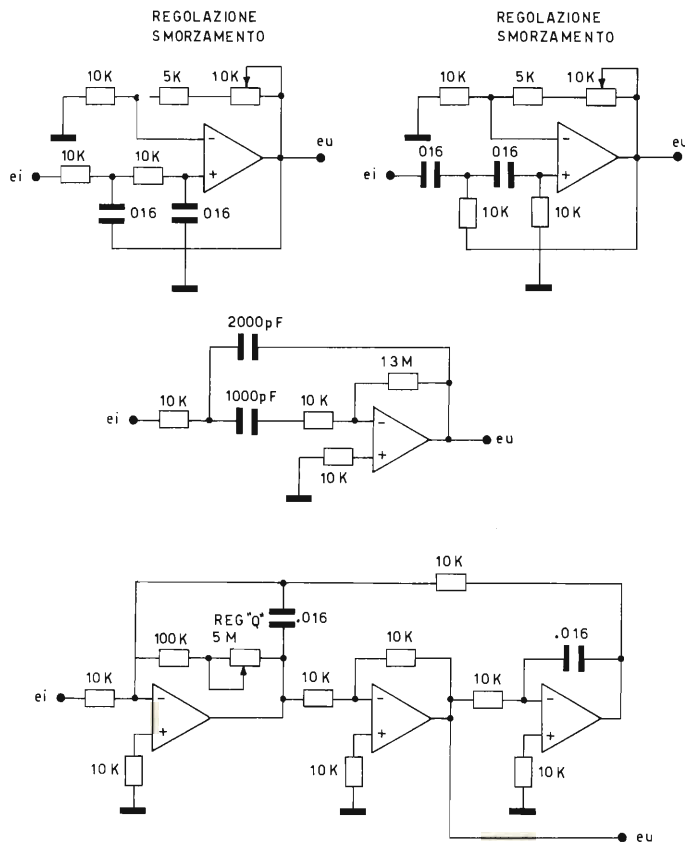



Fig. 10 - Quattro diversi tipi di circuiti impieganti filtri attivi: in alto a sinistra un esempio di amplificatore con filtro passa-basso: in alto a destra un amplificatore contenente un filtro passa-alto: al centro un amplificatore con l'aggiunta di un filtro a banda passante, ed in basso un amplificatore a «Q» variabile, e ad elevate prestazioni.

ossia a 10 kΩ, se tale è appunto il valore del resistore collegato al circuito di ingresso.

Questo è il motivo per il quale lo schema superiore presenta i valori di R_i e di R_r (resistore di reazione) uguali tra loro, mentre, nello schema riprodotto più in basso, il rapporto tra R_r ed R_i è pari a dieci.

La **figura 8** rappresenta come è possibile far variare il guadagno: in sostanza, si tratta di collegare tra l'ingresso negativo e l'uscita un resistore da 100 kΩ, di tipo variabile, usato come reostato nel senso che il cursore è in cortocircuito con uno dei terminali, in serie ad un resistore di valore fisso, da 1 kΩ. Quest'ultimo è necessario per evitare che, quando l'intero resistore variabile viene cortocircuitato dal cursore, il circuito di uscita risulti completamente in cortocircuito rispetto all'ingresso negativo dell'amplificatore operazionale.

Nel caso rappresentato alla **figura 9** si realizza un circuito di miscelazione o di addizione: secondo questo sistema, è possibile usare qualsiasi numero di ingressi risulti necessario, ed il guadagno di ciascuno di essi può essere prestabilito in modo del tutto indipendente, mediante un adeguato rapporto tra il resistore di ingresso (R_i) ed il resistore di reazione (R_r).

Dal momento che esiste una massa virtuale sull'ingresso negativo, non si verifica alcuna reciproca influenza tra gli ingressi, ed è così possibile ottenere un'addizione lineare dei diversi ingressi.

L'impedenza di ingresso ed il guadagno vengono regolati per ciascun ingresso separatamente, tramite il relativo resistore. Si noti che il circuito inverte la polarità del segnale, per cui l'uscita a frequenza bassa risulta sfasata di 180° rispetto al segnale applicato all'ingresso.

La **figura 10** chiarisce come è possibile usare i circuiti di filtraggio attivi, comprendenti filtri di secondo ordine del tipo passa-basso e passa-alto, e due diversi tipi di filtri a banda passante. Infatti, il primo schema illustrato in alto a sinistra comprende un filtro passa-basso, centrato sulla frequenza di 1 kHz, avente un'attenuazione di −12 dB per ottava; lo schema riprodotto in alto a destra comprende un filtro passa-alto, con esaltazioni di +12 dB per ottava, sempre centrato sulla frequenza di 1 kHz.

Lo schema centrale è munito di filtro a banda passante di tipo monopolare, tarato sulla frequenza di 4,1 kHz, mentre lo schema inferiore comprende un filtro variabile ad elevate prestazioni, centrato anch'essa sulla frequenza di 1 kHz.

Naturalmente, cambiando i valori capacitivi si cambiano anche le relazioni di frequenza: il controllo di smorzamento controlla la ripidità della curva di selettività, vale a dire del responso nei confronti della frequenza di taglio. Il filtro a banda passante comprendente tre amplificatori implica soltanto un guadagno pari a 3Q all'incirca per ciascun amplificatore nei confronti della frequenza centrale, e consente la regolazione indipendente del guadagno intrinseco, e quindi anche della frequenza. E' così possibile ottenere valori del fattore «Q» compresi tra diverse centinaia e circa mille.

Adottando il circuito illustrato alla **figura 11** è possibile allestire un generatore di tensione a rampa: questo circuito viene anche definito col termine di «integratore», ed il rapporto di inclinazione della carica che è possibile ottenere viene calcolato mediante la formula che segue:

$$i_i = C \frac{\Delta v}{\Delta t}$$

nella quale
i = intensità della corrente espressa in milliampère
C = valore della capacità espresso in microfarad
Δv = variazione della tensione in volt
Δt = intervallo di tempo, espresso in millisecondi

Si noti che è **indispensabile** entrare nell'amplificatore operazionale tramite l'ingresso negativo, per allestire un integratore di questo tipo, e che è anche necessario fornire una corrente di polarizzazione di base, attraverso la sorgente di segnale.

Si osservi che alla figura 11 lo schemino riprodotto in alto a sinistra rappresenta il principio di funzionamento, mentre a destra di quest'ultimo è rappresentato l'andamento delle oscillazioni che possono essere prodotte agli effetti della produzione di rampe lineari. Lo schema dettagliato riprodotto in basso consiste nel circuito complesso del quale fanno parte l'integratore, il comparatore, e la sezione cosiddetta di carica agli effetti del «pompaggio».

Usufruendo di questa particolare applicazione, è facile allestire un oscillatore del tipo a controllo di tensione (OCT), impiegando appunto le medesime sezioni: l'ingresso negativo carica in continuità il condensatore in senso positivo. Non appena la carica raggiunge il valore zero, l'azione a scatto del comparatore (si faccia riferimento alla reazione positiva) provoca l'innesco di un multivibratore monostabile, e di una sorgente di corrente (entrambe queste sezioni devono essere naturalmente di precisione), e carica il condensatore rapidamente in senso negativo.

Il condensatore passa poi nuovamente ad un potenziale negativo, ed il tempo necessario per caricarsi viene regolato in base all'intensità della corrente di ingresso.

La frequenza dei segnali di uscita può essere riferita con notevole precisione al valore della tensione applicata all'ingresso.

Un circuito di questo genere prende il nome di oscillatore a controllo di tensione del tipo a **sottrazione di carica,** e può essere realizzato con ottime caratteristiche di stabilità. La massima frequenza ottenibile con un amplificatore operazionale del tipo 741 si aggira intorno ai 10 kHz, sebbene le migliori prestazioni si ottengono con frequenze inferiori a 5 kHz.

Ed ora non ci resta che concludere la nostra dissertazione con una rapida analisi nei confronti di qualche tecnica del tipo non lineare. Se usiamo un amplificatore operazionale di due diodi normali al silicio, possiamo allestire il rettificatore ad una semionda nel modo illustrato alla **figura 12,** con una certa scelta agli effetti della polarità.

La normale caduta di tensione di 0,6 V, che si presenta ai capi del diodo al silicio, viene completamente compensata dall'amplificatore operazionale, per cui si dispone praticamente di un rettificatore lineare la cui curva caratteristica passa sostanzialmente attraverso il valore zero.

E' però possibile aggiungere un secondo stadio per invertire un solo lato, in modo da trasformarlo in un rettificatore funzionante a doppia semionda.

Ovviamente, esistono anche molte altre cose che possiamo fare con gli amplificatori operazionali di tipo economico, soprattutto impiegando il modello 741 ed il modello LM318.

L'unico trucco consiste nell'assicurarsi di obbedire alle semplici regole di impiego che ne determinano le caratteristiche di funzionamento. Si rammenti sempre di far uso di una adeguata reazione negativa, solitamente

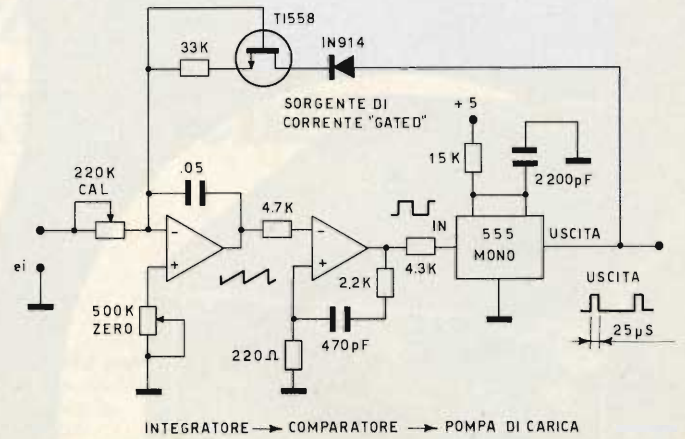
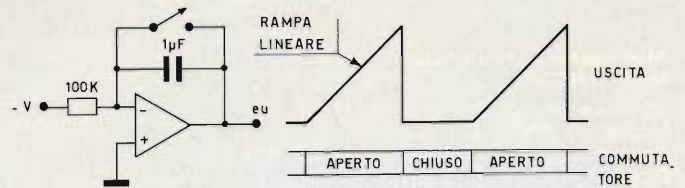



Fig. 11 - In alto (a) a sinistra lo schema di principio di un integratore attivo, e — a destra — forma d'onda tipica della tensione a rampa lineare che può essere prodotta. In basso è illustrato dettagliatamente l'intero dispositivo comprendente un integratore, un comparatore ed un sistema di pompaggio per la carica della capacità che determina la frequenza di funzionamento (b).

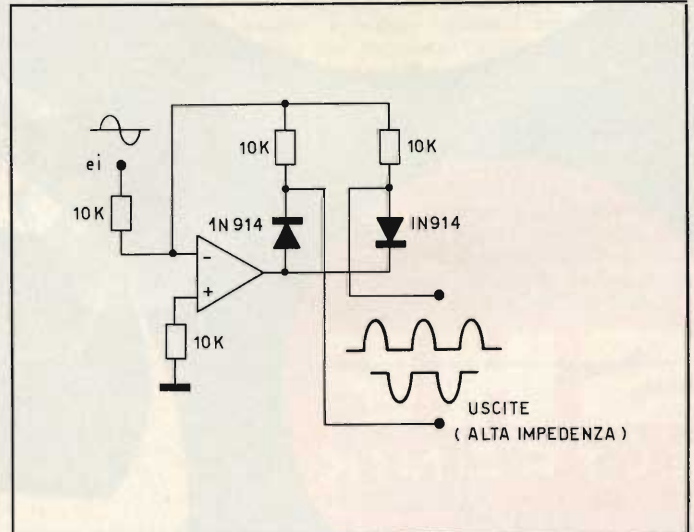



Fig. 12 - Circuito di un rettifiicatore di precisione, le cui caratteristiche consentono di eliminare il fattore «offset» del diodo, ed i fenomeni di non linearità.

nei confronti dell'ingresso negativo: inoltre, è sempre bene disporre di una sorgente di ingresso che possa fornire anche un'adeguata polarizzazione di base, sia nei confronti dell'ingresso positivo, sia nei confronti di quello negativo. Infine, è bene non tentare mai di far funzionare l'intero circuito con frequenze eccessive, a meno che non si disponga di un guadagno minimo pari almeno a dieci volte il guadagno a circuito aperto consentito dall'amplificatore operazione di cui si dispone.

Strumenti di misura della potenza d'uscita in bassa frequenza

di Piero SOATI

Prima di entrare nel vivo dell'argomento pensiamo che sia interessante fare qualche considerazione sui metodi che caratterizzano le misure della potenza degli amplificatori BF e sui motivi che hanno consigliato i costruttori di tali apparecchi ad orientarsi verso valori più bassi rispetto a quelli che erano propagandati in questi ultimi anni.

I fattori che hanno dato origine a questo fenomeno sono essenzialmente due: il primo, come accennato sopra, è da attribuire al fatto che molti costruttori denunciavano delle caratteristiche che in effetti non corrispondevano alla realtà sia per quanto concerne la potenza di uscita sia per la risposta in frequenza. Evidentemente ci si è resi conto che proseguire su questa strada, oltre ad essere poco serio, in definitiva è del tutto controproducente poiché il pubblico interessato a questo genere di apparecchi è ora molto più accorto che in passato. Il secondo motivo, per cui si tende a diminuire la potenza di uscita, è dovuto a ragioni pratiche poiché i costruttori hanno capito che l'impiego di potenze eccessive oltre ad essere, nella maggior parte dei casi, inutile e dispendioso, crea seri problemi circuitali anche per quanto concerne l'impiego di adatti complessi acustici. Ciò è dimostrato dal fatto che i complessi di grande potenza sono sempre stati origine di non pochi guasti (ovviamente non ci riferiamo ai complessi realizzati, con tecniche del tutto differenti, per scopi professionali).

Pertanto, mentre in un passato molto recente si notava una certa tendenza a propagandare amplificatori di potenza anche superiore ai 150 W, in certi casi si parlava anche di potenze di 300/500 W (potenze che ovviamente sono tuttora valide quando si tratta di realizzare degli impianti di tipo particolare), attualmente sembra ottimale una potenza di uscita compresa, a seconda delle necessità, fra 20 e 80 W effettivi.

I moderni locali di abitazione non hanno certamente le dimensioni dei saloni di costruzione ultrasecolare e quindi, malgrado i decantati controlli fisiologici, che più di frequente di quanto si creda, lasciando il tempo che trovano, ci si sta rendendo conto, specialmente da parte degli acquirenti, che una esuberanza della potenza di uscita è da considerare dannosa tanto nei confronti della resa complessiva dell'impianto quanto per il suo costo.

SULLA MISURA DELLA POTENZA DI USCITA

La figura 1 mostra lo schema di principio di uno dei sistemi più correnti per effettuare la misura della potenza di uscita di un amplificatore ricorrendo però al classico sistema del segnale sinusoidale avente la frequenza standard di 100 Hz. L'oscilloscopio potrebbe anche essere eliminato però il suo impiego è utile poiche dà la certezza che il segnale inviato all'ingresso dell'amplificatore non è troppo forte. Ciò, come è noto, darebbe luogo al fenomeno di saturazione con relativa distorsione.

All'uscita dell'amplificatore dovrà essere connesso regolarmente l'altoparlante, oppure il sistema di altoparlanti, che potrà essere anche sostituito da un resistore non induttivo il cui valore dovrà essere equivalente alla impedenza di uscita mentre la dissipazione dovrà essere adatta alla potenza in gioco.

In parallelo all'altoparlante, e pertanto all'ingresso verticale dell'oscilloscopio, si collegherà il voltmetro elettronico, come del resto mostra chiaramente la figura.

Conoscendo la resistenza del carico R e e la caduta di tensione E, indicata dal voltmetro elettronico, la potenza dissipata W sarà data dalla relazione:

$$W = \frac{E^2}{R}$$

Come si è detto l'oscilloscopio indicherà il punto a partire dal quale si verificheranno le condizioni di saturazione. Naturalmente le misure possono essere eseguite anche su frequenze differenti dal valore standard di 1000 Hz.

Infine, per rispondere ad alcuni interrogativi che ci hanno posto recentemente alcuni lettori, precisiamo che il metodo di misura della potenza effettiva di un amplificatore è piuttosto complesso e che per ragioni di forza maggiore e di economia di tempo in genere le misure si eseguono mediante dei segnali sinusoidali aventi la frequenza standard di 1000 Hz la qualcosa dà dei valori ben lontani dalla realtà poi-

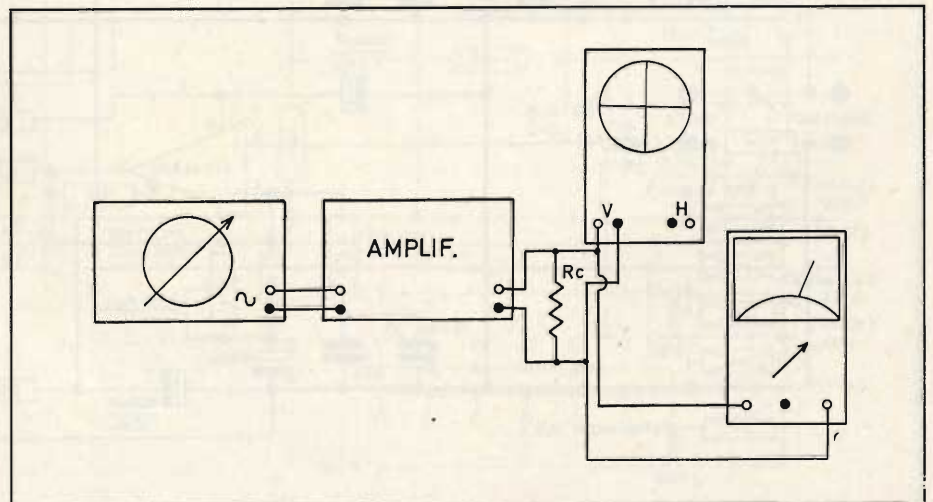



Fig. 1 - Classica disposizione strumentale per eseguire la misura della potenza di uscita di un amplificatore di bassa frequenza.

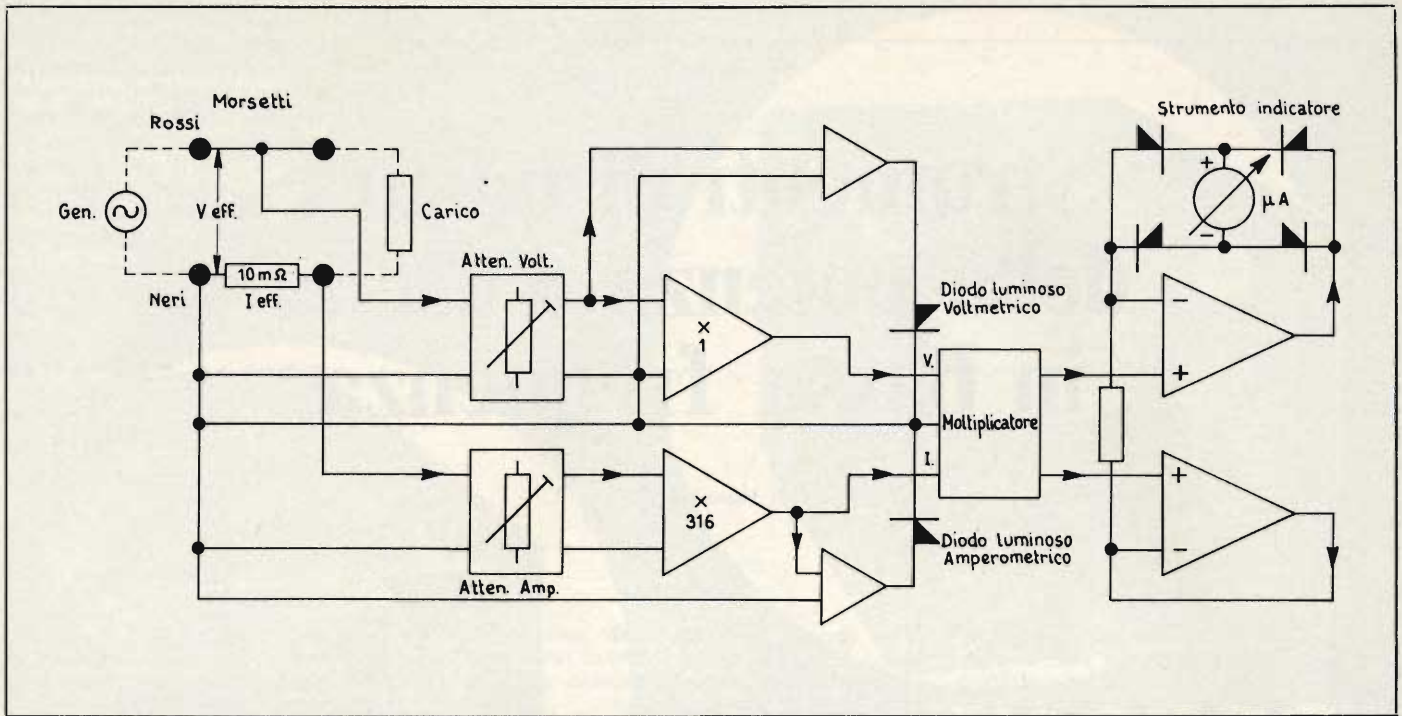



Fig. 2 - Schema a blocchi del misuratore di potenza di uscita modello WU 571 della TES, per potenze da 0,3 W a 3160 W.

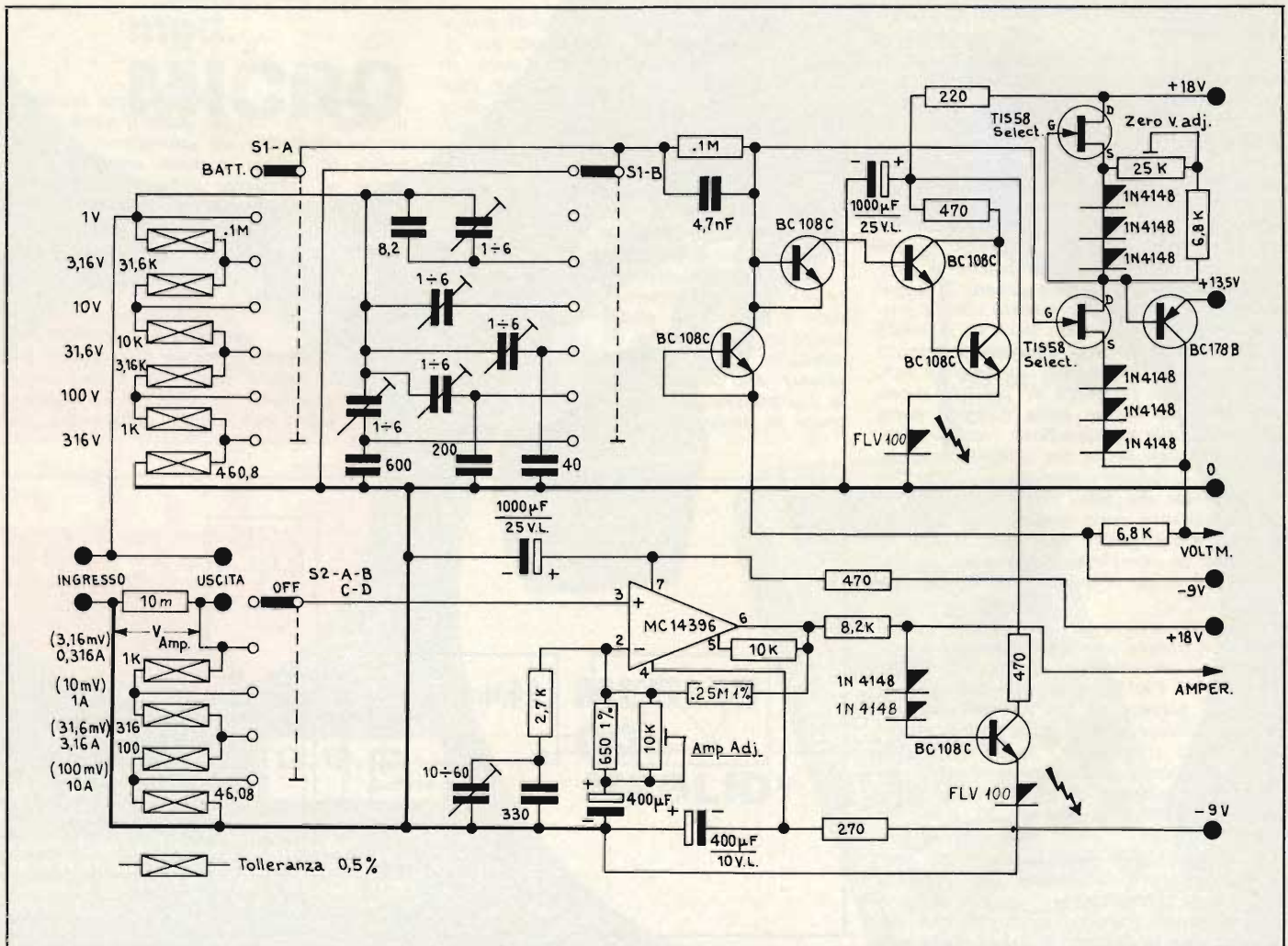



Fig. 3 - Schema elettrico della sezione d'ingresso del wattmetro elettronico WU 571.

ché tutti sanno che la musica è un insieme di frequenze fondamentali, di valore differente, con relative armoniche.

Indicare una potenza RMS, *come è stato suggerito dagli anglo-sassoni in pratica dice ben poco, per non dire nulla. Infatti il termine* Root Mean Square *(da cui l'abbreviazione* RMS*), si riferisce ad un sistema di calcolo, non di misura, della potenza, in cui si esegue la radice quadrata media dei quadrati relativi ai valori istantanei di potenza presi su un unico valore ricorrente. Ciò in pratica non ha alcuna realtà fisica. Se si esegue infatti il calcolo integrale si ottengono delle cifre puramente fantasiose. Anche il metodo di misura della potenza efficace è tutt'altro che valido poiché si riferisce ad una corrente continua che provoca lo stesso effetto termico causato dai segnali di bassa frequenza. E' questo un metodo che è invece ottimo per tarare taluni strumenti come i voltmetri per corrente alternata.*

MISURATORE DI POTENZA DI USCITA WU 571

La figura 2 si riferisce al misuratore di potenza di uscita TES mod. WU 571 *di cui diamo qualche cenno circuitale per fare comprendere ai lettori come funziona uno strumento del genere. Si tratta di un wattmetro elettronico di nuova concezione realizzato ovviamente allo stato solido. Esso consente di eseguire misure nel campo che va da 0,3 W a ben 3160 W (cioè oltre 3 kW), in più portate, senza disporre di resistenza di carico* in quanto la misura si deve effettuare con il carico proprio dall'amplificatore, *che come si sa quasi mai è un carico resistivo puro. Ciò consente di verificare il comportamento dall'amplificatore e il suo adattamento in funzione della frequenza e della potenza erogata.*

I valori letti indicano la misura reale della potenza dinamica d'uscita indipendentemente dalla componente reattiva del carico *ed è questa la ragione che sconsiglia la misura con carico fittizio resistivo e con l'impiego del voltmetro elettronico di cui si è parlato nel paragrafo precedente.*

Questo wattmetro può essere impiegato anche nel campo industriale elettronico ed elettrotecnico per misure, normali, flottanti ed anche a regime impulsorio purché compatibili con la banda dello strumento il cui campo si estende da 10 Hz a 100 kHz.

La misura è data dal prodotto vettoriale delle portate voltmetriche ed amperometriche *senza però che sia possibile effettuare misure separate di tensione e di corrente. Le portate voltmetriche sono sei: 1 V, 3,16 V, 10 V, 31,6 V, 100 V, 316 V, quelle amperometriche quattro: 0,316 A, 1 A, 3,16 A, 10 A.*

I circuiti integrati hanno facilitato la costruzione di questo strumento specialmente per quanto concerne gli stadi moltiplicatori analogici: ciò ha consentito di tenere conto, nel prodotto tensione — corrente anche dell'angolo di sfasamento che esiste fra queste due grandezze.

Le figure 2, 3 e 4 si riferiscono rispettivamente allo schema a blocchi, alla sezione di ingresso e alla sezione moltiplicatore e voltmetro.

Le due grandezze tensione e corrente si leggono inserendo lo strumento fra il generatore ed il carico mentre la tensione di linea viene inviata ad un attenuatore da 100 kΩ circa, di tipo compensato, in modo da ridurla ad un valore che sia compreso fra lo zero ed un paio di volt. Per non influenzare la precisione del partitore segue un amplificatore con transistori tipo FET il quale agisce come separatore di impedenza senza però alterare il valore assoluto della tensione.

Il segnale viene quindi inviato al primo ingresso dello stadio moltiplicatore. La corrente invece passa attraverso una resistenza da 10 mΩ, in manganese, da cui si ricava una tensione proporzionale alla corrente che però ha un valore molto piccolo (da un minimo di 3,16 mV a 0,316 A ad un massimo di 100 mV a 10 A) che viene amplificato da un integrato operazionale alla cui uscita si ottiene un valore di alcuni

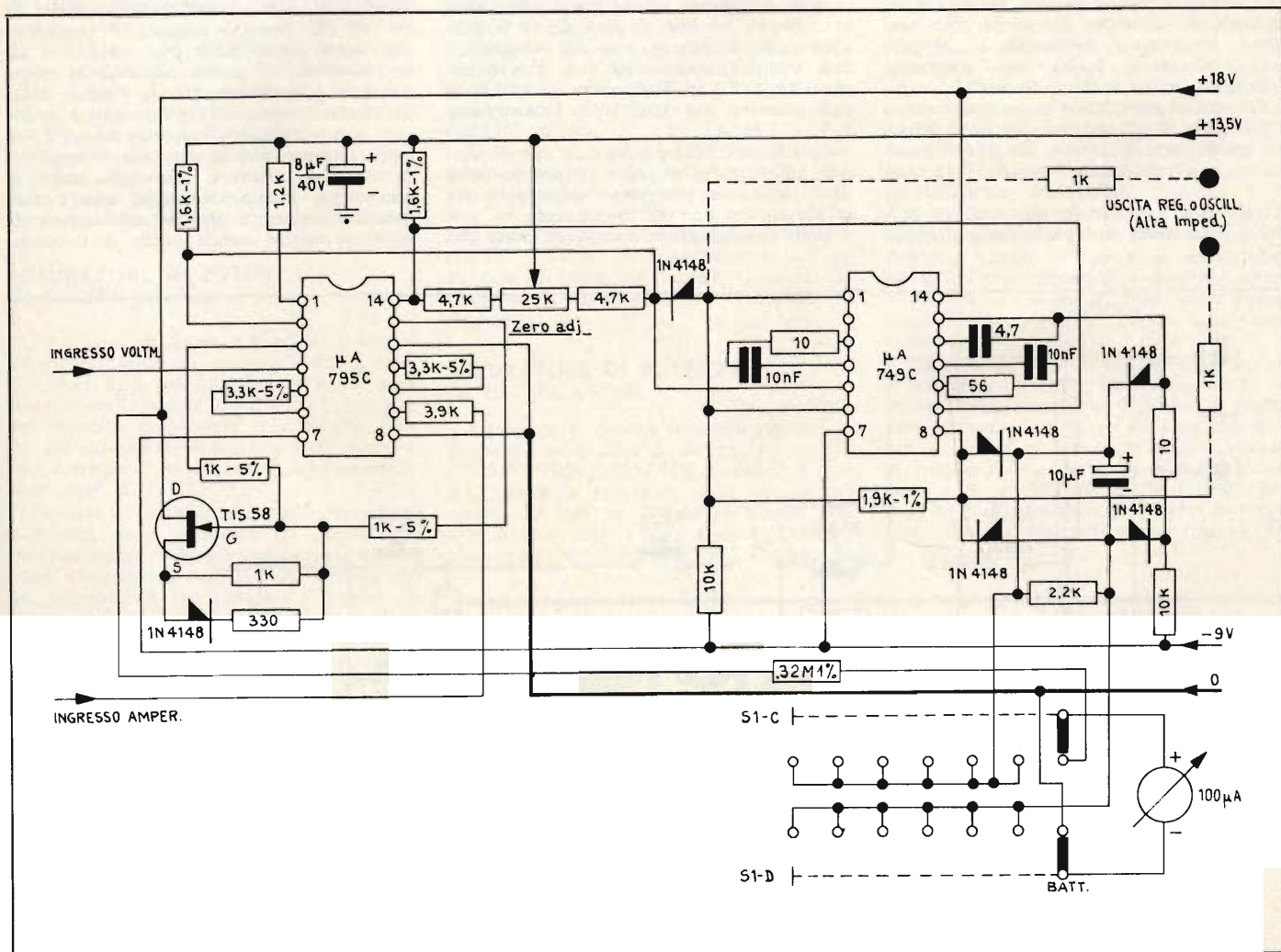



Fig. 4 - Schema elettrico dello stadio moltiplicatore e del voltmetro del misuratore di potenza di uscita WU 571.

Fig. 5 - Aspetto esteriore del misuratore di potenza WU 571 di cui, nelle figure precedenti, è illustrato lo schema elettrico.

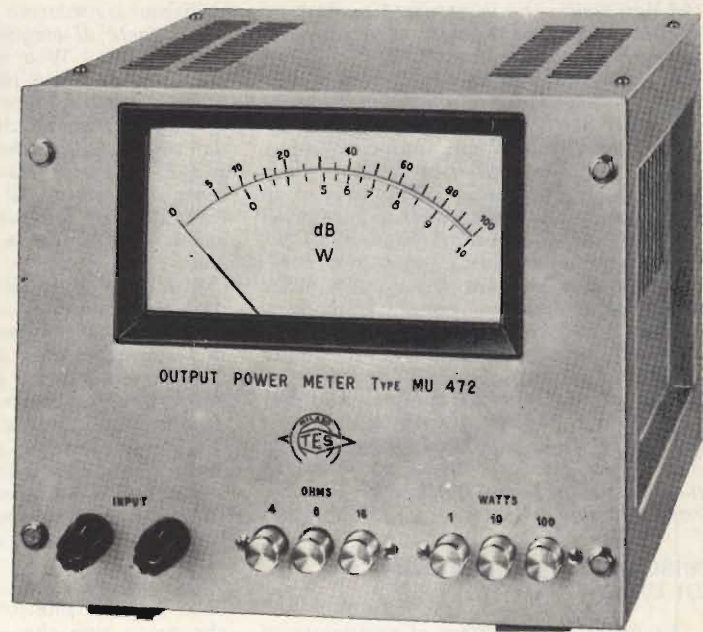



Fig. 7 - Vista esterna del misuratore di potenza MU 472. Sono visibili i pulsanti per la scelta del carico e della potenza.

volt. Tale tensione viene quindi inviata all'ingresso del secondo stadio moltiplicatore, il quale riceve le due grandezze, le moltiplica e fornisce in uscita una tensione, linearmente proporzionale al prodotto, che viene inviata allo strumento indicatore la cui scala è lineare.

Per non segnare sullo strumento quattro o più scale le portate dei due partitori sono state scelte in modo da avere come valore in fondo scala 1 oppure 3,16. Ciò si è ottenuto utilizzando partizioni di 10 dB, cioè 1 diviso la radice di 10 poiché il 3,16 come multiplo e come divisore è equidistante sia dall'uno che dal dieci.

E' evidente che le portate a fondo scala, in watt, si possono ottenere con valori molto differenti fra loro ad esempio 10 W possono essere la conseguenza del prodotto di 1 V x 10 A, oppure 10 V x 1 A o anche 3,16 X x 3,16 A, il valore di 3,16 W si può ottenere con 3,16 V x 1 A oppure 1 V x 3,16 A.

Comunque occorre ricordare che le portate voltmetriche e quelle amperometriche sono indicative e servono solo per avere la portata in watt di fondo scala.

Dato l'esiguo assorbimento da parte del wattmetro anziché alimentarlo tramite la rete si è preferito l'alimentazione in continua mediante normali pile a secco da 4,5 V. Ciò implica soltanto il controllo, una volta tanto, delle due condizioni di azzerramento. Il primo comando si trova sul retro e serve ad azzerare l'indice dello strumento quando all'ingresso non è applicato alcun segnale, il secondo comando si trova internamente e deve essere regolato in modo da ottenere, una volta tanto, il minimo di indicazione, cioè quasi zero, quando ai morsetti vi è un solo segnale di corrente mentre manca quello di tensione.

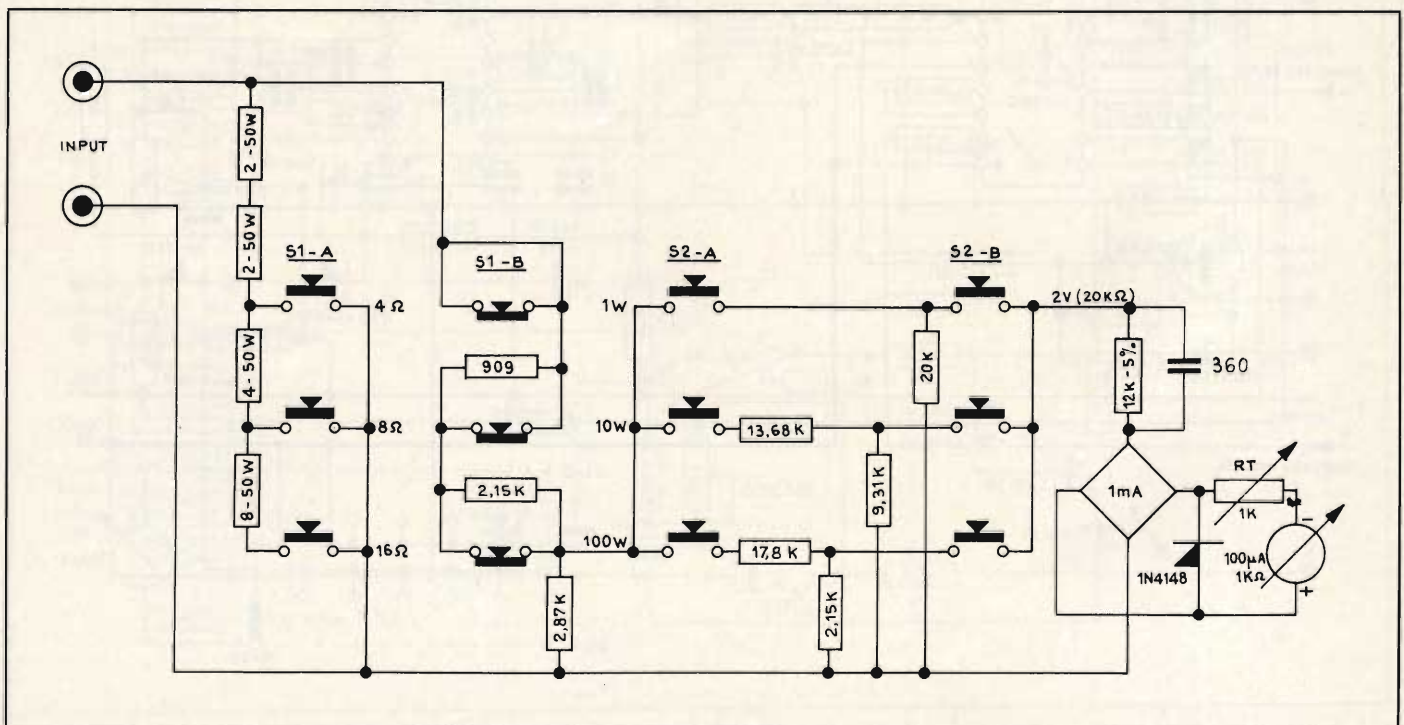



Fig. 6 - Schema elettrico completo del misuratore di uscita MU 472 della TES per misure di potenza 0,1 ÷ 100 W.

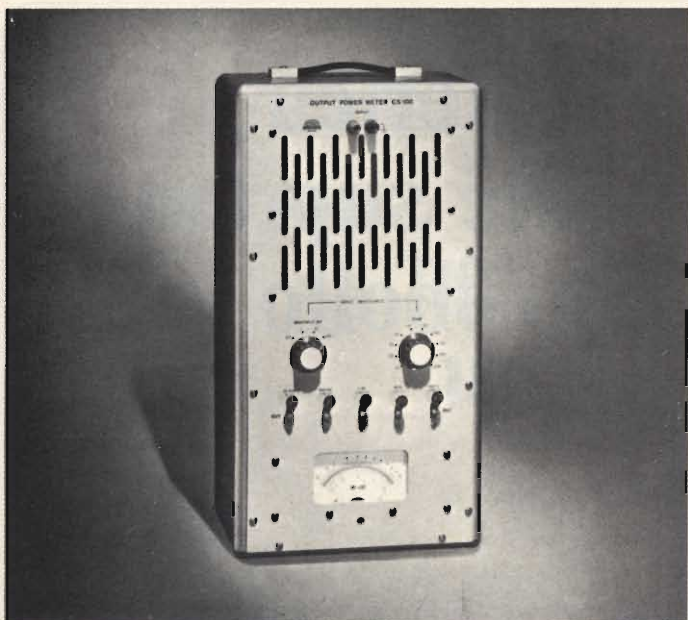



Fig. 8 - Misuratore di potenza di bassa frequenza, campo di misura 0,2 mW ÷ 100 W, modello CS 100 della Unaohm.

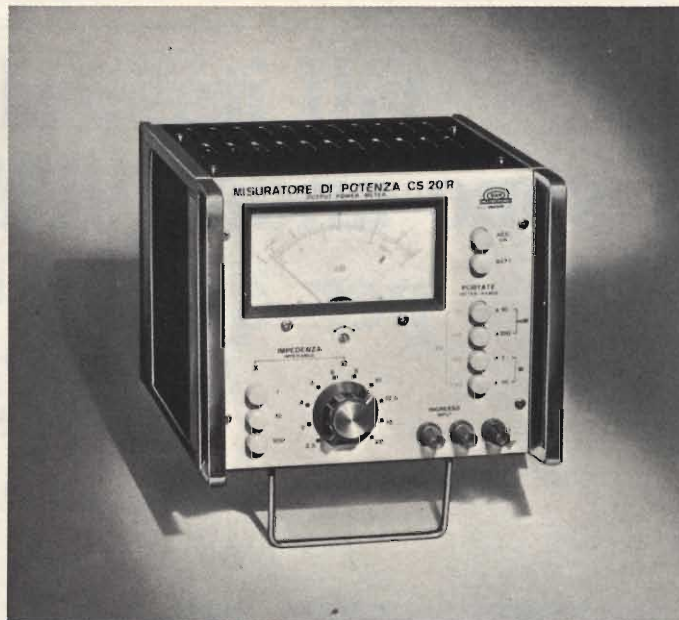



Fig. 9 - Un altro misuratore di potenza di uscita della Unaohm per portate da 0,1 mW a 20 W, campo di frequenza 10÷50.000 Hz.

Le principali caratteristiche tecniche di un tale strumento sono le seguenti: campo di misura della potenza: *da 0,3 a 3160 W in più portate.* Campo di misura in decibel: *da + 15 a + 65 dB.* Portate amperometriche *e voltmetriche:* come indicato nel *testo.* Campo di frequenza: *da 10 Hz a 100 kHz.* Precisione della misura: *migliore del 3%.* Taratura: *valore efficace.*

Misura: *valore medio del prodotto.* Impedenza *ingresso portata voltmetrica: 100 kΩ con 30 pF.* Resistenza aperometritrica: *10 mΩ.* Ingresso e uscita: *flottanti.*

MISURATORE DI POTENZA DI USCITA MU 472

Lo schema di figura 6 si riferisce invece ad un misuratore di potenza d'uscita, sempre della TES (modello MU 472), di tipo convenzionale poiché le misure, a differenza del modello precedente, si effettuano per tre distinti valori di resistenza di carico e che corrispondono ai valori comunemente usati di 4, 8, 16 Ω.

Pertanto lo strumento è costituito essenzialmente dalle resistenze di carico, del tipo antiinduttivo ed a basso coefficiente termico, chiaramente visibili nello schema, da un partitore, il cui compito è quello di ridurre ad un valore costante la caduta di tensione che è presente ai capi del carico per tutte e tre le portate, e da un ulteriore partitore che serve a mantenere costante tale tensione. Tutte le resistenze che costituiscono i partitori sono a strato metallico con tolleranza ± 1%.

Come si può notare osservando lo schema elettrico il voltmetro a raddrizzatore, essendo accoppiato direttamente, cioè senza l'interposizione di un condensatore può dare delle indicazioni anche per tensioni continue che renderebbero senza significato la misura di potenza. Generalmente tale condensatore è già inserito tra l'uscita ed il carico dell'amplificatore stesso e quindi sarebbe pregiudizievole per la banda interporre un altro condensatore. Inserendo invece un condensatore direttamente sul circuito raddrizzatore si otterebbe una costante di tempo dello strumento troppo lunga.

Pertanto nel caso di misure su amplificatori che non siano muniti di tale condensatore occorre applicare all'ingresso un condensatore elettrolitico non polarizzato di capacità adatta.

Nel caso di circuiti bilanciati è opportuno controllare che nella posizione statica non sia presente un potenziale continuo ai capi del carico. Questo controllo può essere eseguito con lo stesso strumento che in condizioni di bilanciamento non deve dare nessuna indicazione (quando ovviamente l'amplificatore è in posizione di riposo).

MISURATORE DI POTENZA DI USCITA CS 100

La figura 8 mostra le caratteristiche esterne del misuratore di potenza BF modello CS 100 della UNAOHM *mediante il quale è possibile effettuare delle misure nel campo 0,2 mW ÷ 100 W in cinque portate distinte (0,01 - 0,1 - 1 - 10 - 100 W) con scala tarata anche in decibel da −10 dB a + 50 dB. Questo strumento è stato realizzato in modo da consentire di variare entro dei limiti molto vasti il valore della resistenza di carico, derivata all'uscita dal dispositivo in prova, e di determinare immediatamente, tramite lettura diretta, la potenza erogata. Il campo di resistenza del carico si estende da 2,5 Ω a 25.000 Ω in 40 portate (25, 30, 40, 50, 60, 80, 100, 125, 150 e 200 Ω moltiplicabili, tramite un apposito commutatore, per 0,1 - 1 - 10 e 100).*

E' evidente che con un tale strumento è possibile determinare rapidamente la resistenza di carico ottimale e, se usato assieme ad un distorsiometro la massima potenza indistorta e anche il valore della distorsione in funzione del carico o di altri parametri.

L'accoppiamento del voltmetro al carico è effettuato mediante un trasformatore di misura, opportunamente calibrato e realizzato in modo da rendere del tutto trascurabili gli errori di misura in tutto il campo di frequenze. La curva di risposta è dell'ordine di ± 0,25 dB da 20 a 10.000 Hz e di ± 1 dB da 20 a 15.000 Hz; la precisione del ± 3% nel primo caso e del ± 5% nel secondo.

Gli italiani d'America sono andati alla corte suprema per questo francobollo

di Domenico SERAFINI

Nel Novembre del '75 giunse alle redazioni la notizia che nel Marzo '76 le Poste Statunitensi avrebbero emesso un francobollo per commemorare l'invenzione del telefono da parte di A.G. Bell. Appena saputo ciò la stampa italo-americana rispose con un'intensa campagna atta a fermare la decisione delle Poste USA e ricercare storicamente gli eventi che portarono all'invenzione del telefono. In precedenza ho avuto occasione di scrivere diversi articoli su Antonio Meucci e A.G. Bell per riviste italiane ed americane; in questo caso, comunque, coordinai l'attività radio televisiva producendo brevi annunci e presentando quiz a premi sulla figura di Antonio Meucci ed il suo telecrofono. Nel frattempo si esercitò una pressione politica a Washington diretta all'amministrazione Ford affinché, una volta per tutte, si desse a Cesare quel che è di Cesare, cioè l'invenzione del telefono a Meucci. Le associazioni, club e rappresentanti sociali, intanto, si misero in contatto con la compagnia telefonica affinché, almeno in questo periodo tanto caro al popolo americano, anche per onorare il contributo italiano alla formazione e sviluppo degli USA, facesse sapere alle Poste che sarebbe stato gradito la commemorazione di Antonio Meucci.

E' inutile dire che tutto ciò non è servito a nulla, le Poste USA non hanno battuto ciglio, in accordo con la Bell Telephone Co. (monopolizzata) riaffermarono che il francobollo commemorativo di A.G. Bell sarebbe uscito come stabilito.

A questo punto scoppiò la bomba. L'Italian Historical Society of America portò la faccenda davanti alla Suprema Corte degli Stati Uniti. Ciò fece sì che la stampa non italiana esplodesse con articoli, editoriali e servizi speciali quasi tutti visibilmente a favore di A. Meucci. In precedenza la rivista Electronics uscì con un servizio speciale su A.G. Bell e l'invenzione del telefono; non una parola o la menzione di Antonio Meucci. Con l'aiuto del Sig. John La Corte presidente dell'Italian Historical Society of America, scrissi una lettera al direttore della rivista protestando contro l'editore che aveva dato valore con un'editoriale il servizio, e contro l'articolista. Quest'ultimo non aveva fatto altro che copiare di sana pianta opuscoli forniti dalla Bell Telephone Co. Sapendo, per esperienza personale, cosa l'editore ne pensa degli italiani, la lettera fu scritta con il gusto che capita in poche occasioni. La presa di posizione dell'organizzazione italiana aveva fatto sì che la televisione americana seguisse gli sviluppi per un'intera settimana.

Prima ancora, appena ritornai da Miami, venni a sapere che la rivista Electronic Design intendeva pubblicare un resoconto su 200 anni di progresso tecnologico. Come immaginavo il direttore della rivista Sig. G. Rostky non era al corrente di Meucci, pertanto nel trattato, che ormai era andato in stampa e doveva uscire il mese seguente, non fu menzionato il nome Meucci. Il Sig. Rostky, comunque, mi pregò di inviargli un servizio chiarendo la posizione di Meucci (pubblicato nel numero del 10 Maggio). Nella traduzione sul numero storico di Electronic Design è stato eliminato tutto ciò che ha a che fare con il telefono appunto perché è stato riconosciuto, dagli stessi giornalisti americani, inopportuno.

L'azione giudiziaria, comunque, non apportava miglioramenti. Ad un certo punto la TV americana riportava notizie secondo le quali l'affare Meucci poteva causare un irrigidimento delle relazioni diplomatiche Italia-Usa. Due settimane fa la Corte Federale ha respinto il ricorso adducendo che l'«Italian Historical Society» non è riuscita a provare la competenza di questa corte ad emettere un provvedimento ingiuntivo che vieti l'emissione di un francobollo da 13 centesimi per commemorare il 100mo anniversario del telefono Bell.

Il presidente dell'Italian Historical Society, Sig. John, la Corte ha sostenuto che il francobollo commemorerà una frode, non un'invenzione e quindi perpetuerà la cospirazione iniziata da A.G. Bell per occultare il fatto che il telefono è stato in realtà inventato dal toscano Antonio Meucci. La Corte ha pure detto che A.G. Bell ha rubato a Meucci l'idea di ciò che il fiorentino aveva definito «telecrofono» e per la quale egli aveva ottenuto un «caveat» che è una forma provvisoria di brevetto, cinque anni prima di A.G. Bell ma che non potè rinnovare per mancanza di fondi.

30 canali per controllare un televisore

di Carlo E. OTTAVIANI della SGS-ATES

I comandi, nei primi tempi della televisione in bianco e nero, erano pochi: il volume, il suo interruttore coassiale e la sintonia fine. Solo più tardi arrivò il tasto per il cambio del programma.

Bisognerebbe citare anche i famigerati sincronismi, orizzontale e verticale, ma si tratta di tutt'altra faccenda.

Le cose sono cominciate a cambiare solo negli ultimi tempi: prima il moltiplicarsi dei canali ricevibili oltre alle reti RAI — dalla Svizzera, in tre lingue, ai paesi del nord-Africa, più tutte le stazioni via cavo — che hanno portato ad una vera escalation nei tasti di selezione dei programmi e nel desiderio di provarli tutti per scegliere il migliore.

Poi, con la sempre più massiccia adozione del colore, un nuovo comando — la saturazione del colore — e un nuovo atroce dilemma: quell'attore ha preso veramente troppo sole o è mal regolato il mio apparecchio?

La soluzione di questi problemi, che dal punto di vista della praticità quotidiana sono più importanti di quanto possa sembrare, è stata trovata con la adozione del telecomando ad ultrasuoni.

I circuiti integrati per questa specifica applicazione hanno subito una rapida evoluzione e raggiunto un massimo di efficienza, semplicità e completezza con l'introduizone da parte della SGS-ATES di un sistema trasmittente-ricevente a 30 canali realizzato con due soli nuovi dispositivi, l'M1024 e l'M1025.

La società ha ritenuto necessario mettere a disposizione dei progettisti 30 canali di comando proprio alla luce delle nuove esigenze che si sono andate manifestando nell'uso dei televisori: 16 canali per la selezione dei programmi, 6 per il controllo in diminuzione e aumento di 3 grandezze analogiche (volume, saturazione colore e luminosità) e 3 per la soppressione dell'audio, il ripristino delle condizioni «normali» di funzionamento e la funzione acceso/spento. I rimanenti 5 canali sono tenuti di riserva per altre funzioni (visualizzazione dell'ora, per esempio).

Il trasmettitore, realizzato con il tipo M1024, fornisce 30 frequenze ultrasoniche diverse, comprese fra 33.945 e 43.990 Hz, partendo da un quarzo standard per televisori PAL.

Le diverse frequenze ottenute per mezzo di un divisore a rapporto variabile funzionante secondo il principio della soppressione degli impulsi. In pratica, dopo una prima divisione per due degli impulsi generati dall'oscillatore a quarzo, per ogni 128 di questi ne vengono soppressi alcuni, in numero variabile da 1 a 30. Un ulteriore divisore per 50 consente di ridurre a valori trascurabili il «jitter» tipico del sistema.

La frequenza ottenuta in uscita viene selezionata per mezzo di un codice

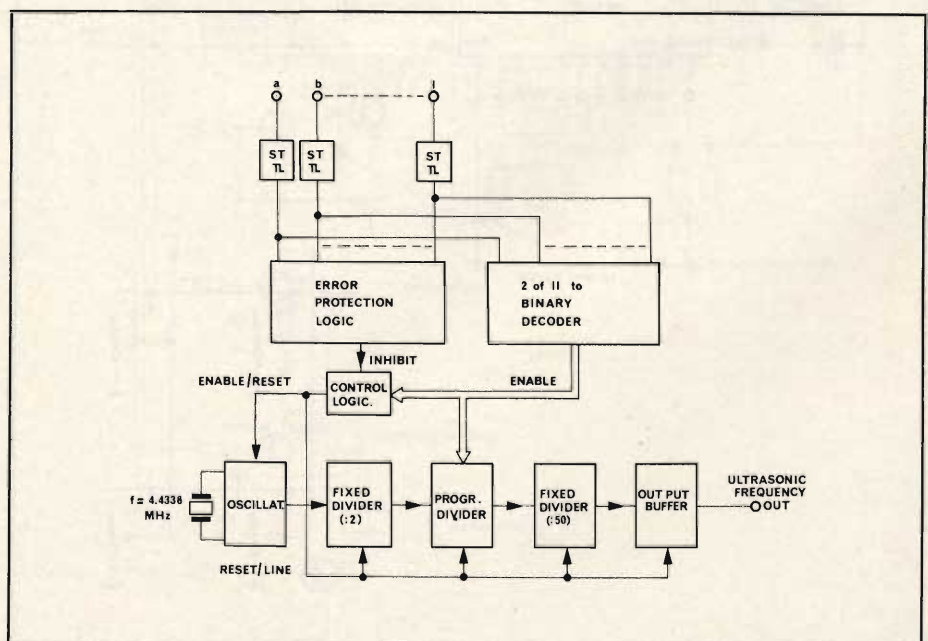



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'M1024.

TAVOLA DELLA VERITA' M1024

Channel	a	b	c	d	e	f	g	h	i	k	l	Output Frequency
1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	33 945 Hz
2	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	34 291 Hz
3	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	34 638 Hz
4	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	34 984 Hz
5	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	35 330 Hz
6	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	35 677 Hz
7	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	36 023 Hz
8	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	36 370 Hz
9	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	36 716 Hz
10	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	37 062 Hz
11	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	37 409 Hz
12	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	37 755 Hz
13	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	38 101 Hz
14	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	38 448 Hz
15	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	38 794 Hz
16	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	39 141 Hz
17	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	39 487 Hz
18	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	39 833 Hz
19	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	40 180 Hz
20	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	40 526 Hz
21	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	40 872 Hz
22	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	41 219 Hz
23	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	41 565 Hz
24	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	41 912 Hz
25	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	42 258 Hz
26	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	42 604 Hz
27	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	42 951 Hz
28	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	43 297 Hz
29	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	43 643 Hz
30	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	43 990 Hz

Fig. 2 - Applicazione tipica dell'M1024 in un trasmettitore a ultrasuoni.

del tipo «2 su 11». La tavola della verità mostra infatti come sia possibile ottenere la frequenza desiderata connettendo a massa contemporaneamente uno degli ingressi, da «a» ad «e» ed uno di quelli da «f» ad «l».

Appositi circuiti di protezione impediscono il verificarsi di errori di trasmissione dovuti ad uso incorretto del trasmettitore e ad eventuali segnali spuri presenti sugli ingressi.

Il dispositivo assorbe corrente solo nella trasmissione di comandi: in riposo il consumo è tipicamente 0,5 μA e non è pertanto necessario spegnere il trasmettitore, in quanto un tale assorbimento è trascurabile per la durata della pila di alimentazione. Si è potuto ottenere questo risultato adottando, per la realizzazione dell'M1024, la tecnologia COS/MOS, che consente fra l'altro un campo di variabilità della tensione di alimentazione piuttosto ampio, da 7 a 9 V.

Il sistema di telecomando realizzato dalla SGS-ATES si completa con l' M1025, un dispositivo che per la sua elevata complessità ha rappresentato una ideale applicazione delle tecnologie MOS. In questo caso è stata adottata quella a canale-P a bassa soglia con gate di silicio.

L'M1025 è studiato in modo da fornire, in corrispondenza di ciascuna frequenza ultrasonica ricevuta, un segnale codificato di 5 bit presente in forma impulsiva su 5 linee di uscita in parallelo. Una volta decodificato, questo segnale verrà utilizzato per la selezione dei programmi e per la soppressione dell'audio, oltre che per i 5 canali di riserva. Le stesse linee di uscita vengono utilizzate anche come ingressi per i comandi effettuati sul pannello frontale del televisore, che avranno in ogni caso la preminenza su quelli effettuati per telecomando.

Inoltre, l'M1025 fornisce 3 uscite analogiche (per volume, saturazione e luminosità) rappresentate da tre transistori di uscita «open drain».

In presenza di una resistenza di carico esterna, sulle tre uscite sono presenti tre segnali ad onda quadra il cui «rapporto vuoti pieni» varia da 31/1 a 31/30 in trenta scatti.

Questa variazione avviene per effetto della trasmissione per via ultrasonica degli appositi comandi di aumento e diminuzione, oppure imponendo l'adatto codice sulle linee di ingresso/uscita per mezzo dei comandi del televisore. La prima delle 30 possibili variazioni del «duty cycle»

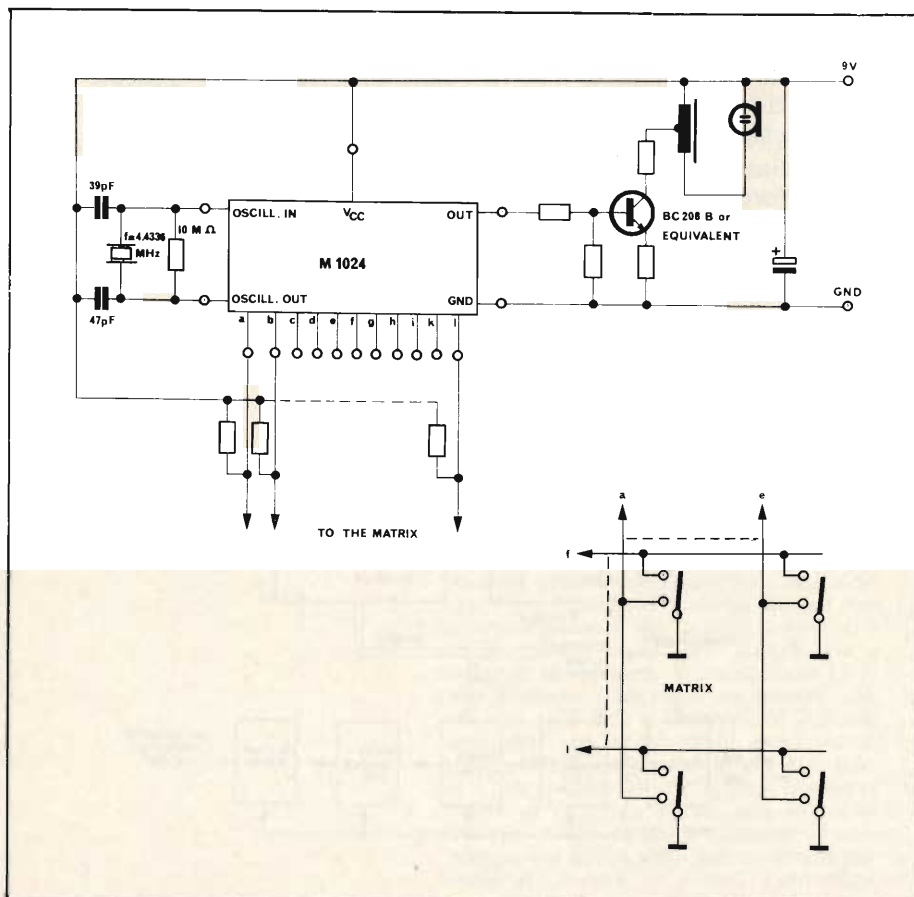



Fig. 3

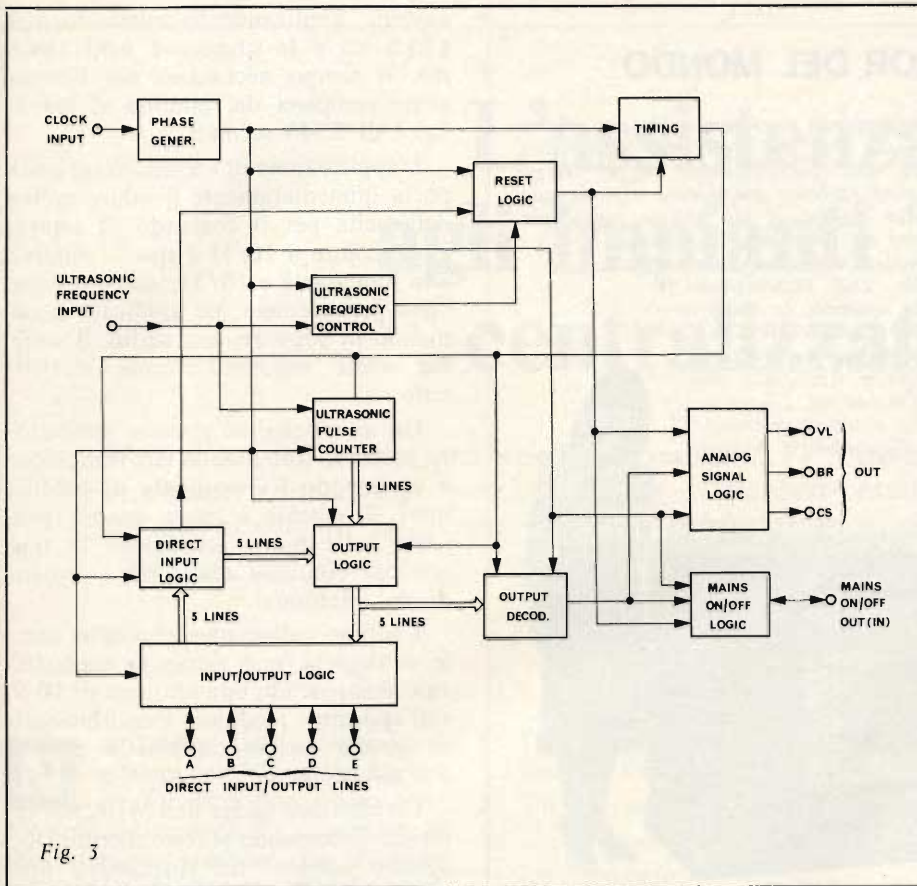
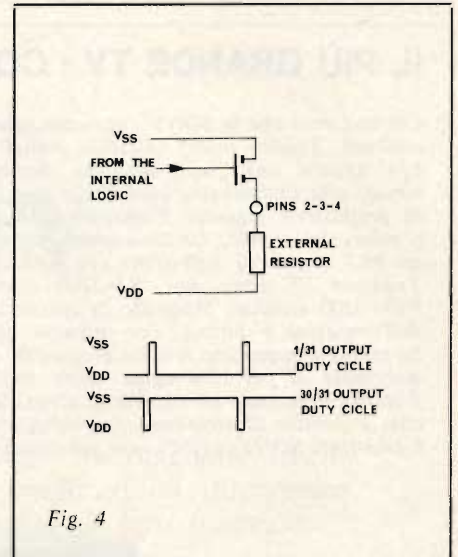



Fig. 4

Fig. 3 - Schema a blocchi dell'M1025.

Fig. 4 - Configurazione circuitale delle uscite analogiche e relative forme d'onda dell'M1025.

Fig. 5 - Applicazione tipica dell'M1024 e M1025 in un sistema a ultrasuoni per televisori a colori.

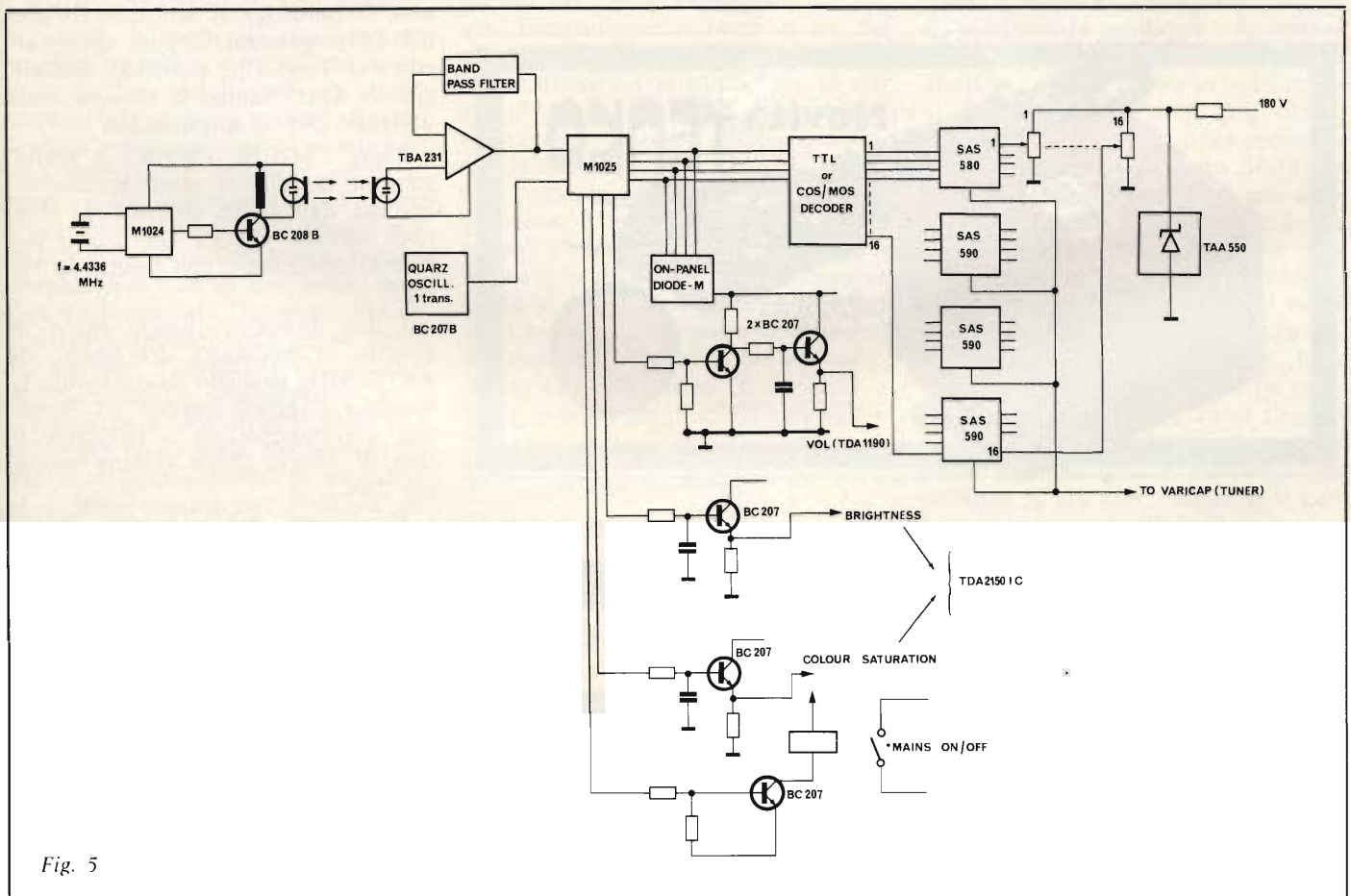



Fig. 5

IL PIÙ GRANDE TV - COLOR DEL MONDO

Correva voce che la SONY costruisse solamente piccoli televisori, anche nel settore «colore». Tredici pollici, diciotto pollici e nulla più, per tacere dei piccolissimi b/n apparsi negli anni sessanta. Sembrava una specializzazione e, al tempo stesso, una limitazione, quand'ecco che la nota fabbrica giapponese esplode con la produzione gigante: Trinitron di trentadue pollici, il più grande cinescopio a colori del mondo. Le dimensioni esatte sono cm 54,5 x 69,1, diagonale cm 81,7, angolo di deflessione 114 gradi. I modelli con questo cinescopio Trinitron 32" sono due: KV-3200 (consolle, vedi illustrazione) e PVM-3200 monitor. Malgrado la vastità dello schermo, la risoluzione dell'immagine è ottima. Per ottenere questo risultato la SONY ha messo a punto una tecnica progredita di scansione dei tre punti elettronici in cui l'immagine viene analizzata e riprodotta. Per il suono, è montato un sistema di altoparlanti a due vie. L'apparecchio è fornito di terminale per collegamento a videoregistratore. I televisori SONY da 32" non sono ancora disponibili in Europa.

avviene applicando il comando per 115,5 ms e le successive ogni 184,8 ms. Il tempo necessario per l'escursione completa dal minimo al massimo è di 5,543 secondi.

L'applicazione di «normalizzazione» porta immediatamente il «duty cycle» dell'uscita per il comando di saturazione colore a 16/31 e quello relativo alla luminosità a 18/31; qualora fosse stato precedentemente applicato il comando di soppressione audio, il volume viene automaticamente ripristinato.

Un semplicissimo circuito integratore esterno, formato da un transistore e un gruppo RC consente di trasformare il segnale a onda quadra presente sulle uscite analogiche in una tensione continua adatta per i comandi da effettuarsi.

L'ultimo valore prescelto delle uscite analogiche può rimanere memorizzato mantenendo una tensione di 10 V sull'apposito piedino; l'assorbimento di questa memorizzazione è pari a 0,2 mA tipici.

Un'ulteriore uscita dell'M1025 si riferisce al comando acceso/spento. Due diverse versioni del dispositivo prevedono che il comando di accensione sia ottenuto rispettivamente solo tramite il comando di selezione di uno dei 16 programmi, oppure anche attraverso l'apposito comando acceso/spento. Quest'ultimo è in ogni caso utilizzato per lo spegnimento.

Come l'M1024, l'M1025 è realizzato in contenitore plastico dual-in-line ma, data la sua dissipazione piuttosto elevata, è stato adottato il notissimo contenitore con inserto in rame

I due dispositivi hanno anche in comune la frequenza del quarzo di 4,4336 MHz in modo da consentire la massima standardizzazione ed economia (utilizzando per il ricevitore il tipo di quarzo della sezione croma nei TVC).

Il sistema proposto dalla SGS-ATES si è già imposto alla attenzione dei costruttori di apparecchi televisivi per la sua elevatissima affidabilità, per la sua semplicità e per l'assenza di problemi di interfaccia con i sistemi di decodifica e di comando a sfioramento.

Le sue applicazioni non sono però confinate al settore della televisione, in quanto l'M1024 e l'M1025 bene si adattano al telecomando di altre apparecchiature ed in particolare dei più moderni ricevitori radio.

L'assistenza agli impianti TV centralizzati

L'attività relativa alla produzione di impianti TV centralizzati ha raggiunto livelli di carattere industriale, perciò i tecnici dovrebbero essere preparati ad intervenire su questi sistemi; in queste righe potrebbero trovare qualcosa di loro interesse.

a cura di G. BARBIERI

Negli Stati Uniti d'America i sistemi centralizzati di antenne TV sono denominati MATV (master antenna TV), termine di abbreviazione comodo che useremo nel seguito di questo articolo comparso su Radio Electronics.

I sistemi MATV richiedono assistenza anche se molti di essi vengono installati in base a contratti che impegnano la ditta installatrice alla manutenzione per un certo numero di anni. Scaduto questo termine gli utenti possono rinnovare il contratto con il costruttore dell'impianto, ma più spesso accade che si rivolgano a tecnici privati. A volte è l'utente stesso a interrompere il contratto per cause varie e da quel momento l'impianto MATV è affidato, secondo una libera scelta del mercato, a tecnici indipendenti o ad organizzazioni specializzate.

L'assistenza dei sistemi MATV è molto più facile della riparazione del televisore, specialmente se a colori, ed è bene remunerata. Però va subito detto che una buona manutenzione non può essere effettuata senza l'ausilio di alcune attrezzature specializzate e se non si ha una conoscenza della teoria legata ai sistemi MATV completata da una esperienza generale.

ATTREZZATURA NECESSARIA

Oltre alle solite serie di cacciaviti, di pinze e via di seguito, sono indispesabili, per condurre con successo l'attività di assistenza, i seguenti quattro semplici strumenti.

1) Un indicatore di campo per le gamme TV.
2) Un televisore portatile.
3) Un attenuatore variabile.
4) Un ohmmetro.

Naturalmente devono funzionare a batterie ed essere maneggevoli sia come dimensioni che come peso. La scala dell'indicatore di campo deve essere divisa sia in dBmV che in microvolt e lo strumento deve essere chiaramente leggibile. oltre che preciso almeno entro i ± 3dB. Il televisore portatile deve avere l'antenna incorporata e le prese per antenna esterna; l'ohmmetro basta che sia un normale strumento in grado di leggere anche i valori di resistenza inferiori a un ohm e l'attenuatore deve essere commutabile con possibilità di inserimento e disinserimento a decadi e a unità, e provvisto di connettori tipo F per una rapida inserzione e disinserzione.

RICERCA DEI GUASTI

La ricerca dei guasti nei sistemi MATV va distinta secondo che si tratti di nuovi o vecchi impianti. Considereremo prima i nuovi sistemi, immaginando che l'impianto sia stato progettato secondo la pratica corrente e con buon materiale. E' possibile che si incontrino alcune difficoltà nell'ottenere una buona qualità dell'immagine quando questa sia stata manipolata dal sistema MATV e perciò riportiamo di seguito i difetti più riscontrabili.

1) Aloni e doppie immagini (effetto fantasma)

La causa più comune dell'effetto fantasma è attribuibile a riflessioni delle onde in arrivo dal trasmettitore, come illustrato in figura 1.

Molti pensano che questo difetto sia prodotto da montagne o da gruppi costruzioni situate a diversi chilometri di distanza ma al contrario la riflessione è da ricercarsi molto più vicino. Ad esempio, una torre o un serbatoio d'acqua situato a 120 metri di distanza dall'antenna può causare una doppia immagine a circa 5 mm sulla destra della immagine principale in un televisore da 21 pollici, perché il percorso dell'onda riflessa è 120 + 120 metri più lungo del percorso dell'onda diretta. Una montagna lontana 8 chilomtri e disposta in modo tale da comportarsi come riflettore verso l'antenna, causa invece una riflessione sulla destra dell'immagine principale a una distanza di 170 mm, sempre se si parla di televisore da 21 pollici.

Effetti fantasma che si verificano a distanze superiori ai 25 mm dall'immagine principale e sulla destra di essa, non sono così apprezzabili come quelli che si presentano a distanze minori. In città estese può accadere che il segnale riflesso venga ricevuto con intensità maggiore rispetto al segnale diretto e in questo caso l'effetto fantasma si verifica sulla sinistra della immagine principale. Talvolta non è soltanto un raddoppio ma addirittura un moltiplicarsi delle immagini e

un apparire di aloni evanescenti: si può essere certi che si tratta di onde stazionarie presenti nell'impianto dovute a disattamenti di impedenza che producono riflessioni.

Il segnale riflesso arriva al televisore con un certo ritardo e, specialmente se lo sviluppo di cavo è notevole, i segnali si dispongono in modo significativo a destra dell'immagine principale. Se lo sviluppo del cavo è inferiore ai 60 metri non si formano le immagini multiple ma soltanto gli aloni sfumati.

A parte ogni altra considerazione, sarebbe opportuno che prima di rendere definitiva una installazione si procedesse al collegamento del televisore di prova per accertare l'assenza di riflessioni e di onde stazionarie dovute alla particolare configurazione dell'impianto. Quando sono in gioco le riflessioni non sempre è facile eliminarle: sarà bene cominciare col tentare un diverso orientamento dell'antenna e successivamente provare a sostituirla con tipi più direzionali, ma non sempre si raggiunge un risultato apprezzabile. Per eliminare l'effetto nocivo di riflessioni particolarmente ostinate bisogna talvolta ricorrere all'impiego di antenne accoppiate come è illustrato alla figura 2; la distanza fra le due antenne va ricercata per tentativi facendo in modo di ottenere l'eliminazione delle doppie immagini. L'uso di una mappa è talvolta di grande aiuto per ricavare la direzione vera delle antenne del trasmettitore e del pari può essere talvolta utile l'osservazione del direzionamento di altre antenne MATV non distanti. La messa a punto delle antenne accoppiate di figura 2 va fatta connettendo ad esse il televisore portatile nel punto della presa di combinazione dei due cavetti, osservando l'immagine mentre ambedue le antenne vengono ruotate. Se non si trova ancora una direzione soddisfacente si lasci ferma nella posizione che si ritiene migliore una delle due e si ruoti solo l'altra. Spaziatura e direzionamento saranno resi definitivi allorquando l'immagine risulterà perfetta. Nei nuovi sistemi l'effetto fantasma multiplo è generalmente dovuto solo a errori di installazione che determinano disadattamenti e riflessioni; ad esempio basta una cattiva pulizia dei fili ramati che costituiscono la calza schermante per causare in qualche punto un corto circuito e altrettanto facilmente può succedere che il conduttore centrale venga inciso in fase di spelatura e finisca con l'interrompersi in un connettore di smistamento dei rami dell'impianto. Un sistema rapido per individuare un difetto di questo genere consiste nell'inserire un attenuatore da 6 dB sui vari rami del sistema e accadrà che l'adattamento del ramo disadattato o migliore notevolmente o peggiora altrettanto notevolmente, autodenunciandosi. Una volta che il ramo difettoso sia scoperto, sarà facile sezionarlo nelle sue singole parti e controllarle.

In alcuni sistemi vengono usate impedenze da 300 Ω, il che elimina l'impiego dei trasformatori di impedenza in ogni singola presa; ma se ciò costituisce un vantaggio da un punto di vista, crea il pericolo che ogni spezzone di piattina che va dalla presa al televisore si comporti da antenna ricevendo direttamente il segnale dal trasmettitore e determinando doppie immagini.

Questo è un inconveniente che non si presenta nelle località dove il segnale televisivo è debole ma è intollerabile nelle zone dove il campo è forte. Il sistema migliore è perciò quello di non rischiare questa eventualità e fare ricorso alle solite prese da 75 Ω, tenendo presente, se si tratta di un impianto preesistente con prese a 300 Ω, che l'unica soluzione è quella di incrementare il segnale ad ogni singola presa ricorrendo ad un amplificatore di maggior potenza.

Fig. 1 - La doppia immagine o effetto fantasma è generalmente dovuto al fatto che l'antenna riceve contemporaneamente l'onda diretta e l'onda riflessa.

2) Interferenze

La presenza di emissioni nelle frequenze dei 27 MHz dei CB e delle gamme radiantistiche, in conseguenza della quasi sempre cattiva qualità degli apparecchi CB e degli amplificatori lineari... che lineari non lo sono affatto o lo sono se lavorano al 30% della loro potenza, la presenza delle emissioni dei Carabinieri e della Polizia sui 39 e sui 70 MHz assieme a quelle dei Pompieri possono causare notevoli inconvenienti ai sistemi MATV: si tratta normalmente di battimenti fra le frequenze indesiderate e il segnale utile che può rendere impossibile la ricezione in più canali adiacenti.

Fintanto che l'inconveniente ha un andamento non eccessivamente intermittente e sporadico, la sua identificazione può essere abbastanza facile: basterà sintonizzare il misuratore di campo per la massima lettura del segnale interferente e poi connettere la cuffia cercando di ascoltare il contenuto della emissione. Con questo sistema dovrebbe essere abbastanza facile identificare la sorgente dell'interferenza. La difficoltà maggiore sta nello scoprire quale sia la frequenza interferente mentre è più facile stabilire successivamente a chi essa appartenga.

Ma se si riesce a stabilire che si tratta di interferenze del genere descritto, si può anche fare a meno di fare la ricerca della loro origine perché basta inserire un filtro passa-alto tra l'antenna e il primo amplificatore in modo da tagliare tutte le emissioni in frequenze inferiori ai 70 MHz eliminando così la causa dei battimenti.

3) Interferenze FM

L'interferenza FM è un problema sentito in varie aree perché di norma causa il difetto comunemente denominato «lisca di pesce» come è illustrato in figura 3. Per eliminare questa interferenza si può usare una trappola sintonizzabile oppure un filtro a reiezione di banda; con la prima è possibile raggiungere attenuazioni dell'ordine dei 40 dB e oltre, ma ha la tenedenza a derivare in frequenza, mentre coi filtri a reiezione di banda che raggiungono solo l'attenuazione di 20 dB, si ha una ottima stabilità. Dovendo effettuare una scelta noi preferiremmo i filtri, però se si vuole usare una trappola si può avere l'avvertenza di dissintonizzarla in modo da ridurre l'attenuazione a una trentina di dB ma allargarne la banda in modo da contribuire alla stabilità. Rimane comunque da tener presente che tanto se si usa il filtro che se si è scelta la trappola, l'inserzione va fatta prima del primo amplificatore del sistema.

4) Interferenze elettriche industriali

Generalmente queste interferenze si manifestano sullo schermo sotto l'aspetto di puntini in movimento i quali, nel caso che aumentino notevolmente di numero, danneggiano gravemente l'immagine o arrivano addirittura a compromettere il sincronismo del televisore. Sono causate da apparecchiature e motori soggetti a scintillio che origina treni d'onda nell''intero spettro delle radiofrequenze. E' naturalmente più facile trovarsi in presenza di questo genere di disturbi sui canali bassi della banda VHF perché sui canali alti e sulle UHF è minore di componenti di frequenza capace di disturbare. Se l'interferenza è di carattere continuo, è il caso di interessare la Società fornitrice dell'energia elettrica che può avere nelle vicinanze una cabina di trasformazione dove qualcosa non funzioni regolarmente, un trasformatore in perdita oppure un isolatore incrinato o, ancora, una giunzione imperfetta che generi l'arco. Ci rendiamo conto che il problema, così stando le cose, si presenta molto complesso ma si può essere certi che la Società darà tutta la possibile collaborazione. Chi volesse essere molto esatto nella individuazione della fonte del disturbo può far ricorso a un ricevitore per onde medie e corte di tipo portatile: il disturbo sarà molto più evidente che con l'indicatore di campo

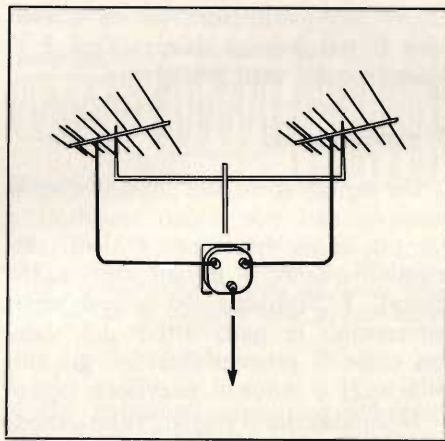



Fig. 2 - La lunghezza dei due cavi coassiali deve essere uguale. L'installazione orizzontale di due antenne orientate verso l'antenna trasmittente può ridurre la ricezione dei segnali riflessi. La distanza orizzontale fra le due antenne ha molta importanza.

sulle VHF e l'antenna interna del ricevitorino sarà di prezioso ausilio per il direzionamento e l'ubicazione. Ciò non toglie che la stessa antenna televisiva collegata all'indicatore di campo non possa rivelarsi molto utile per il direzionamento dell'origine del disturbo.

Se il disturbo elettrico industriale è intermittente si può senz'altro scartare l'ipotesi della cabina di trasformazione e si può cominciare a pensare a motorini elettrici, ad apparecchi elettromedicali, a elettrodomestici, ad alimentatori per la carica di accumulatori, ad apparecchiature cinematografiche. Irregolarità e ripetitività dell'intermittenza potranno essere di aiuto per farsi un'idea dell'origine dell'interferenza, informazioni richieste agli stessi utenti dell'impianto televisivo potranno successivamente condurre alla individuazione della causa. In conclusione occorrerà dell'acume e un po' di attitudine... all'indagine poliziesca ma il possessore dell'elettrodomestico incriminato sarà certamente individuato.

5) Disturbi da iniettori

L'impianto di iniezione di automezzi e autocarri e le candele dei motori generano disturbi che appaiono sullo schermo come serie di punti brillanti che attraversano l'immagine. Questo tipo di interferenza è maggiormente sofferto dai sistemi MATV impieganti piattina e in misura minore da quelli eseguiti in cavo coassiale. Per eliminarla non c'è che aumentare il rapporto segnale/disturbo perché non vi sia nessun'altra soluzione valida: che cosa d'altro si portebbe fare a veicoli in transito? E' lo Stato che dovrebbe far rispettare le leggi che esso stesso ha promulgato e che invece non si cura affatto di far ottemperare. E per ottenere un buon rapporto segnale/disturbo non c'è altro modo che l'installazione di un amplificatore di maggior potenza, tale da offrire a ciascun utente un segnale maggiore di 0 dBmV (1 mV su 50 Ω).

Nel caso di impianto preesistente fortemente interessato dal disturbo si può provare a sostituire l'amplificatore con altro più forte. Anche il pezzo di piattina da 300 Ω che va dalla presa al televisore può raccogliere direttamente questo tipo di interferenza ed in questo caso è necessario sostituire la presa con una da 75 Ω e usare cavo coassiale invece di piattina.

E' difficile che questo tipo di modifica venga effettuata a tutti i terminali dell'impianto perciò è da considerarsi come intervento risolutivo per un limitato numero di utenti.

6) Interferenze di conversione

In molti sistemi MATV si usa convertire i canali UHF in uno dei canali VHF non impiegati. Quando ciò non è fatto per ricevere un segnale trasmesso su frequenze non televisive, lo scopo è solo quello di ridurre le perdite che verificherebbero se la distribuzione nell'impianto MATV fosse fatta in UHF, a causa della maggiore attenuazione nei cavi. E' questa una considerazione che va tenuta sempre presente soprattutto negli impianti a sviluppo notevole. Bisogna, però prestare molta attenzione nell'eseguire queste manipolazioni delle frequenze perché è abbastanza probabile che si generino interferenze dovute a segnali estranei provenienti da stazioni FM, dai soliti CB e dai radioamatori che usano amplificatori lineari come quelli di cui si è già parlato, determinando prodotti di conversione indesiderati.

Il cuore di ogni convertitore è l'oscillatore locale, infatti la sua frequenza di funzionamento è disposta per battere con il segnale UHF di ingresso onde produrre, per differenza, il desiderato canale VHF. Ad esempio un convertitore che trasli il canale 14 (470 MHz) al canale 6 (82 MHz) ha l'oscillatore che oscilla sulla frequenza di 388 MHz perché 470 — — 388 = 82 MHz.

I migliori convertitori UHF-VHF sono quelli controllati a quarzo il qua-

le conferisce agli stessi una migliore stabilità ma qualcuno dei convertitori in commercio è sprovvisto di tale controllo. Non è detto che i convertitori a quarzo siano il toccasana perché l'unico parametro che in tal caso si salva è il segnale di media frequenza. L'uscita del convertitore è normalmente un multiplo della frequenza fondamentale dell'oscillatore e il segnale potrebbe battere con altri segnali interferenti il sistema e creare delle conversioni spurie a danno delle utenze.

Non è da tutti calcolare tutti i prodotti possibili di battimento, specialmente se nel sistema intervengono più convertitori, consigliamo perciò l'acquisto di questi apparecchi presso ditte veramente specializzate che siano in grado di raccomandare la miglior scelta in funzione delle frequenze di canale in gioco, se si vogliono evitare inconvenienti.

Se si sospetta che una interferenza di conversione sia presente in un impianto preesistente, sarà facile neutralizzarla: basta sconnettere il convertitore e osservare se nei canali su cui si intende far funzionare l'impianto sia o meno presente il difetto. Una volta stabilito che il difetto è prodotto dalla conversione, si provveda a isolare fisicamente il convertitore in una custodia schermante separata, riducendo, se necessario, il livello e bilanciando il segnale.

Battimenti simili a quelli creati dal convertitore possono essere anche generati dai modulatori ed in questo caso il trattamento da praticare è il medesimo del caso precedente.

7) Sovraccarichi

Un segnale forte può causare diversi inconvenienti non meno fastidiosi e complicati da risolvere di quelli che sorgono quando i segnali sono molto deboli. I problemi del sovraccarico interessano le parti attive del sistema come il preamplificatore, gli amplificatori e infine il televisore stesso.

Normalmente il segnale forte genera intermodulazione venendo a interessare amplificatori a banda larga e preamplificatori e si manifesta sul televisore con bande più scure dell'immagine che percorrono lo schermo dall'alto in basso. Gli amplificatori a canale singolo, sotto l'effetto di un segnale forte, finiscono per «comprimere» gli impulsi di sincronismo poiché questi vanno a cadere nella parte oltre il nero assegnato ad essi, andando a interessare la zona non lineare della curva del guadagno degli amplificatori che è il punto di maggior potenza. La compressione dei sincronismi si manifesta sul televisore con un leggero sgancio del sincronismo verticale partente dall'alto dello schermo con conseguente criticità del sistema di tenuta verticale del televisore.

Se poi la compressione è molto spinta, si arriva addirittura ad una vera e propria lacerazione dell'immagine. Il trattamento da praticare ad un amplificatore a canale singolo è quello di inserire un attenuatore prima dell'amplificatore onde ridurre il segnale di ingresso oppure, ove possibile, agire sul comando del guadagno per ridurre l'uscita. Per un amplificatore a larga banda deve essere attentamente osservato il livello di bilanciamento relativo alle portanti video e audio, nel senso che quest'ultimo deve essere mantenuto 10 dB sotto il livello video. Per arrivare ad una regolazione del genere si può anche impiegare due trappole tarate opportunamente sulle due frequenze portanti del canale TV.

Il televisore, quando sia connesso ad un sistema MATV che gli invia un segnale molto forte, può manifestare un sovraccarico che è più dannoso negli apparecchi transistorizzati, i quali tollerano normalmente segnali di livello pari o inferiore a 10 mV cioè 20 dBm. In questo caso si proceda alla sostituzione della resistenza di disaccoppiamento della presa a parete con una di maggior valore ohmico.

Fig. 3 - Effetti di una interferenza FM.

8) Il campo di dinamica

Ogni pezzo singolo che sia parte attiva di un sistema MATV può essere immaginato come avente una «finestra» propria di dinamica, così come si vede illustrato in figura 4. La parte inferiore è delimitata dalla minima quantità di segnale accettata dall'amplificatore per fornire una immagine ancora passabile. Si definisce accettabile una immagine quando il segnale/rumore è dell'ordine dei 30 dB che è appunto il minimo rapporto sotto il quale gli Organi Ufficiali non garantiscono risultati. La parte superiore della finestra rappresenta il massimo segnale accettabile prima che l'unità produca una intermodulazione intollerabile. Il concetto di finestra di dinamica è importante specialmente in fase di progetto del sistema e di scelta dell'amplificatore.

Una ampia dinamica assicura sempre risultati ottimi ma tale caratteristica ha notevole ripercussione sul prezzo dell'amplificatore e quindi sta al tecnico scegliere secondo concetti che possono essere influenzati da luogo a luogo e da installazione a installazione. Naturalmente, se la zona che interessa non è soggetta a variazioni di segnale nell'arco della giornata, o della settimana da salti bruschi dovuti alla condizione di propagazione atmosferica, sarà utile ricorrere a dinamiche spinte.

La ricerca dei guasti nei vecchi sistemi

La ricerca dei guasti in un sistema MATV è analoga a quella che si fa per riparare un televisore: occorre identificare il punto di mancato funzionamento e procedere alla riparazione, ma isolare il guasto di un impianto MATV è più facile che farlo in un ricevitore televisivo.

Da una parte vi è una molto minore complessità dei circuiti che tra l'altro non interagiscono tra di loro, e dall'altra vi è la possibilità di disconnettere le parti del sistema senza arrecare il minimo disturbo a quelle che rimangono funzionanti; il che consente di procedere rapidamente e facilmente alla soluzione finale attraverso un processo di eliminazione.

Ogni buon installatore di impianti MATV dovrebbe sempre corredare gli impianti di cui si occupa di schemi per mezzo dei quali sia possibile avere una panoramica dell'intero sistema e sul quale siano annotati i livelli di segnale dei punti più significativi. Ciò costituisce un ottimo ausilio che consente l'analisi della situazione prima a tavolino e successivamente sul posto, sulla base delle deduzioni precedentemente ricavata. E' perciò consigliabile rilevare lo schema di un impianto sin dal primo intervento: quella che appare oggi una perdita di tempo verrà compensata ad usura negli interventi successivi quando poche misure con l'indicatore di campo saranno sufficienti a dare immediatamente l'idea del guasto.

Ciò non vuol necessariamente significare che senza uno schema sia impossibile effettuare una riparazione, tanto è vero che la prima della serie dovrà essere eseguita senza schemi di sorta. Si parte, in tal caso, dall'antenna controllando il segnale sia col misuratore di campo che col televisore portatile, e se si trova una buona immagine in ingresso dell'amplificatore ed una non buona in uscita, è chiaro che sarà il caso di controllarne il funzionamento. Fin qui non c'è niente di difficoltoso ma qualche ostacolo comincia a comparire quando si passa a cercare i difetti del sistema di distribuzione. Necessita infatti disturbare gli utenti, i quali possono anche non essere in casa e ritardare lo svolgersi del lavoro per poter accedere alle prese e verificarle, con notevole impiego di tempo. Supponendo che l'impianto sia costituito da otto rami, sarà opportuno verificare i sette rimanenti anche nel caso che i vari sintomi portino a sospettare di uno. L'eliminazione dei rimanenti sette può avvenire dopo aver controllato la resistenza ohmica della linea una volta che sia noto il numero delle utenze e il grado di disaccoppiamento di ogni utenza e del numero delle stesse, non rimane altro da fare che trovare il sistema per poter misurare tra il terminale e ogni presa. Comunque, nella maggioranza dei casi, dovendo ogni ramo presentare verso il divisore una impedenza caratteristica definita, occorre misurare tra il conduttore centrale del ramo e la calza schermante una resistenza compresa tra i 75 e i 100 Ω. Naturalmente bisognerà fare attenzione che la misura non interessi trappole e accoppiatori direzionali perché essi appaiono come corti circuiti se misurati con l'ohmmetro. Se dalla misura dovesse risultare che il ramo è «aperto», si deve dividerlo a metà andando a misurare ad una presa intermedia della linea di distribuzione. Rimuovere la presa e sconnettere il cavo di uscita (quello che dalla presa intermedia va verso la presa terminale) andando a misurare tra il suo conduttore centrale e la calza; se la resistenza è prossima ai 100 ohm vuol dire che l'interruzione è tra la presa in misura e il divisore, altrimenti l'interruzione sarà tra la presa in misura e la presa terminale del ramo.

Sovraccarico-distorsione
Amplific. A
Amplific. B
Amplific. C
Disturbo-neve

Fig. 4 - Il campo di dinamica di due diversi amplificatori. Il campo di dinamica è un argomento importante da tener presente in fase di acquisto delle apparecchiature.

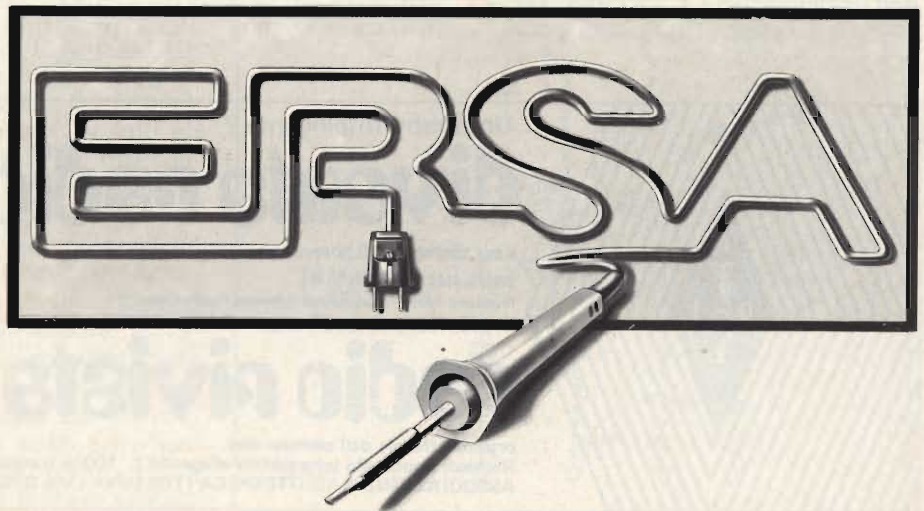
Continuando allo stesso modo a sezionare la linea di distribuzione si dovrà necessariamente scoprire il difetto.

I corti circuiti sono generalmente più facili da individuare usando il misuratore di campo. Se sull'ohmmetro si leggesse un corto circuito, bisognerà riconnettere il ramo al divisore e riattivare l'impianto per poi impiegare il misuratore di campo allo scopo di misurare l'uscita di ogni presa servita dal ramo in questione: avvicinandosi al punto di corto circuito il segnale decrescerà in modo sensibile. Come si vede, l'impiego del misuracampo in questa fase è oltremodo utile perché facilita l'intervento e fa risparmiare un sacco di tempo; anche perché in questo modo non è necessario rimuovere le prese e disconnettere i cavi di ingresso o di uscita.

I GUASTI PIU' FREQUENTI

Non è sempre necessario seguire l'intera procedura di ricerca del guasto per arrivare ad individuare il «punto dolens» di un impianto MATV. Una conoscenza di quanto più frequentemente si ripete su questo tipo di installazioni può notevolmente semplificare l'intervento. Per facilitare il compito del riparatore riportiamo di seguito le cause dei più comuni difetti nei vecchi impianti MATV.

1) Ronzio c.a.

Appaiono sullo schermo una o due barre scure stazionarie o in movimento verticale. Una sola barra indica un residuo alternato a 50 Hz proveniente

da un alimentatore difettoso con raddrizzamento a mezz'onda; due barre indicano un forte residuo a 100 Hz proveniente da alimentatore con raddrizzamento a onda intera. Usando il televisore portatile per stabilire se il difetto risiede nel televisore dell'utente, si vede subito come stanno le cose, ma se si sa che il difetto appare su tutti i televisori dell'impianto sarà fuori di ogni dubbio che è guasto il circuito di alimentazione dell'amplificatore MATV.

2) Perdita dei sincronismi verticali

Se il difetto si presenta solo su un canale vuol dire che quasi certamente è causato da una compressione dei sincronismi nell'amplificatore a canale singolo. Man mano che l'amplificatore invecchia, la sua sintonia tende a derivare e il sistema di CAG incrementa il suo guadagno. Se ci si trovasse dinanzi a tale problema, seguire accuratamente le istruzioni del costruttore per ripristinare i livelli di uscita e di CAG dell'amplificatore.

3) Intermodulazione nei sistemi a larga banda

Capita a volte che i livelli che furono perfettamente stabiliti in fase di installazione, si trovino spostati a causa della manomissione di gente non molto pratica o degli stessi utenti. Generalmente questi ultimi tendono ad aumentare a dismisura il comando di guadagno dell'amplificatore.

4) Doppie immagini

Alcuni utennti cercano di compensare la perdita di guadagno dei loro sintonizzatori prelevando più segnale dall'impianto MATV; per fare ciò ricorrono al sotterfugio di cortocircuitare la resistenza di accoppiamento della propria presa. Ne consegue che loro fruiscono di un buon segnale e di un'ottima presenza di doppie immagini.

Un'altra causa abbastanza comune di questo difetto si ha quando una linea di utente viene estesa notevolmente e vengono inserite altre prese da parte degli utenti stessi. Ciò non produrrebbe gravi conseguenze se la modifica fosse apportata secondo le regole ma accade spesso che la linea non venga terminata e ciò comporta formazione di onde stazionarie e la conseguenza delle doppie immagini. Se il difetto si manifesta solo in due o tre appartamenti significa che qualcuno ha connesso direttamente il televisore alla presa senza inserire il trasformatore di impedenza.

5) Neve

Se l'effetto neve interessa l'intero sistema bisogna sospettare immediatamente dell'amplificatore, se invece si verifica in un solo ramo potrebbe significare che vi è presenza di umidità o addirittura di acqua in un divisore o in una presa. L'effetto potrebbe anche essere causato dalla presenza di una nuova costruzione che si sia interposta tra l'antenna centralizzata e il trasmettitore, da un cavo difettoso, da un connettore coassiale malamente innestato o semplicemente, nel caso che il difetto si constati presso un solo utente, da una scarsa sensibilità del ricevitore televisivo. Non dovrebbe essere difficile isolare il guasto con l'ausilio del misuratore di campo.

RIPARAZIONE DEL SISTEMA

La riparazione del sistema MATV non richiede né eccessivo sforzo né molto tempo; non vale la pena riparare i componenti passivi in avaria dato il loro modico prezzo e quindi è meglio sostituirli. Naturalmente non si può dire la stessa cosa per le parti più costose come amplificatori e convertitori che possono, a rigore, essere rinviati al fabbricante per riparazioni e revisioni generali.

Chi ritiene di avere l'attrezzatura necessaria per provvedervi da sé, può farlo ma dovrà tenere presente che potrebbero essere necessari strumenti piuttosto particolari come generatori sweep, generatori di marche per osservare il posizionamento delle portanti video e audio, un buon oscilloscopio, un rivelatore RF e un misuratore di impedenza. Gli amplificatori a larga banda sono più facilmente trattabili perché la risposta di banda non è critica come in quelli a singolo canale ma necessita ugualmente prestare molta attenzione per evitare di alterare spire e accoppiamenti. Alle frequenze televisive un corto spezzone di filo può comportarsi da induttanza e, se disposto parallelamente al telaio può fare da capacità. Altre parti sono intoccabili perché di costruzione del fabbricante e quindi non si è in grado di sostituirle, se fosse necessario, e d'altra parte è ben noto che anche la semplice sostituzione di un transistore standard con uno dello stesso tipo non può essere eseguita senza la successiva revisione generale dell'apparato.

Nonostante tutto quanto si è detto, i sistemi MATV ben progettati richiedono una manutenzione molto ridotta: la maggior parte dei cattivi funzionamenti sono provocati dagli stessi utenti e le riparazioni sono quasi sempre abbastanza facili. E poiché il riparatore non tratta, amministrativamente parlando, con un privato ma con l'amministratore del condominio, la manutenzione degli impianti MATV si rivela notevolmente lucrativa.

Due coccodrilli mangiano ...
... le perdite di tempo

Il vero esperto di riparazione TV, pur possedendo una elaborata strumentazione, non sempre la impiega. Conosce anzi a puntino i cosiddetti «trucchi del mestiere» che lo aiutano a risparmiare tempo, quindi ad aumentare i profitti. In questo articolo è descritta una interessante selezione di tali accorgimenti.

di Gianni BORGHETTI

In uno dei maggiori centri di assistenza TV della Penisola, quando si deve assumere un nuovo tecnico riparatore, lo si sottopone alla seguente prova. Munito di ogni tipo di strumento corrente o abbastanza eccezionale, di documentazione tecnica e circuiti, egli deve riparare quattro televisori di marca diversa, che presentano difetti abbastanza complicati, ma dal punto di vista **esclusivamente meccanico,** semplici. Nessun tubo da cambiare, ad esempio, o trasformatore di alimentazione. Piuttosto qualche condensatore in perdita, una staratura o affini.

Tutto qui? Certamente no. L'addetto alle assunzioni, che conosce il **tempo** occorrente per individuare il tipo di guasto e sostituire la parte, annota l'ora in cui lo chassis è passato al banco e quella della riconsegna. Se il novizio riesce a rientrare nello standard-tempo, eseguendo un lavoro a regola d'arte, è assunto con uno stipendio assai buono. Nel caso contrario, congedato con tanti auguri.

Questo, perché oggi, nel laboratorio, **non si può perdere tempo;** non è possibile eseguire sostituzioni sperimentali, misure facoltative, tentativi a vuoto. Occorre andare subito «al sodo». Il riparatore che per individuare il «ringing» in un giogo impiega mezza giornata, per sopravvivere, deve presentare al cliente una fattura sgradevolmente alta, ed il cliente ne tiene conto. Tanto, da preferire un'altra azienda nella prossima occosione.

Rapidità è quindi la parola d'ordine, dato che sul costo di un intervento la «Mano d'opera» incide maggiormente. Solo quando si tratta di cambiare parti eccezionalmente costose, il materiale equivale al lavoro. In tutti gli altri casi, per **mille lire di parti** (una valvola più due condensatori ed una resistenza, o analogamente) ve ne sono otto o diecimila di ore-lavoro.

Rapidità: un bel dire, ma per individuare prestamente un guasto, occorre un certo «fiuto» che molti identificano nella **bravura,** ma che è quasi sempre il risultato diretto dell'esperienza. Chi accende l'oscilloscopio assieme all'apparecchio da aggiustare, qualunque sia la manifestazione emergente, non è un «fior di riparatore»: solo un insicuro! Il tecnico davvero «in gamba», quasi sempre con un paio di spezzoni di filo ed un barattolino di pezzi, una scatola di valvole, un cacciavite ed un paio di forbici riesce a «centrare» il difetto, o almeno a farsene un'idea precisa.

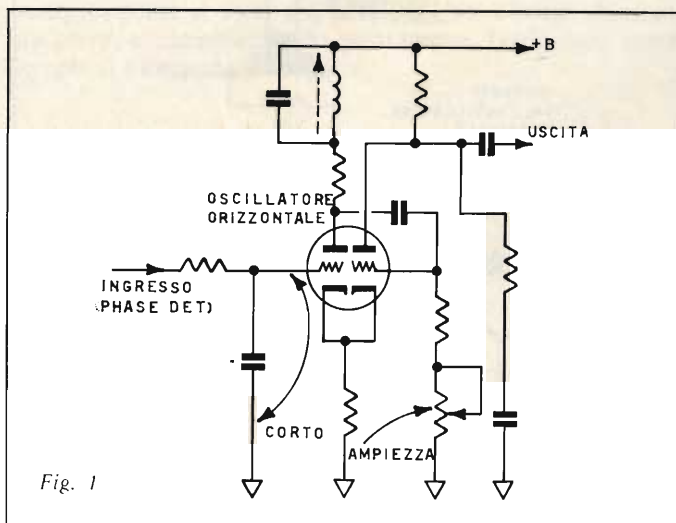
Non ci credete, amici lettori? Dite che è una utopia? Pensate che solo con dei mostruosi strumenti si possa raggiungere una diagnosi assoluta? Bene, Vi dimostreremo il contrario offrendovi una sorta di «concentrato di esperienza», da non confondersi con una sorta di... **corso TV in pillole,** ma da raccogliere come un suggerimento su come programmare la propria mente quando si ha per le mani un vecchio televisore da ripristinare.

Esporremo infatti, con una serie di esempi, cosa si possa fare nelle riparazioni col solo ausilio di uno spezzone di filo flessibile isolato, due coccodrilli, ed altri mezzi similari.

ESEMPIO N. 1:

Lo schermo è buio perché manca l'EHT.

All'ispezione visiva, il trasformatore di riga appare in ordine. In cambio la finale, PL504, EL500 o simili, surriscalda; ha la placca rosso-ciliegia. Situazione classica, l'oscillatore è certo da sospettare, ma quale sarà la vera causa?

Fig. 1

Un rivelatore di fase che funzioni erroneamente, potrebbe «trascinare» la 12CG7 o altra oscillatrice fuori frequenza, così come provocare lo «stop» delle oscillazioni. Per verificare se la causa è nel sincro pilota o nell'oscillatore, certo, l'oscilloscopio può servire. Volendolo trascurare, basta però prendere un filo munito di due coccodrilli e cortocircuitare «brutalmente» a massa la griglia, come si vede nella figura 1. Il raster in tal modo ritorna? Scoperta la causa: ora basta provare diodi e condensatori precedenti.

Non torna? Beh, allora l'oscillatore ha uno dei «soliti»... motivi per rimanere inerte; come la valvola inefficiente, l'avvolgimento interrotto, una capacità in corto. Tester alla mano, per isolare il guasto, al massimo ci vorranno un venti minuti, o suppergiù.

L'importante era sapere **dove** doveva essere indirizzata la ricerca, e con il corto provocato, l'abbiamo scoperto.

ESEMPIO N. 2:

Manca la deflessione verticale.

Solito, amletico dubbio; il guasto sarà nello stadio oscillatore o nel finale? Per dimezzare il tempo necessario nelle misure, basta afferrare il filo di cortocircuito e collegare la griglia della finale al suo filamento, ove circolano i 50 Hz: figura 2. In tal modo il pentodo della PCL82, il triodo della12BH7, o il pentodo della PCL85, ECL82 o quel che sia, riceve una pseudo-pilotaggio. Se il difetto deriva dalla mancanza di segnale-guida, in tal modo il «raster» si apre; ovviamente distorto, ma il finale dà chiari segni di vita.

Meglio, se l'accoppiamento griglia-filamento si effettua per tramite di un condensatore da 500.000 pF (500VL o similari).

Ove, iniettando i 50 Hz sulla griglia dello stadio finale non si noti nulla, con ogni probabilità l'oscillatore funziona, e le misure sono da farsi sul gioco, sul trasformatore di uscita, sullo stadio di potenza.

Ancora una volta, un semplice collegamento — cortocircuito avrà fatto risparmiare moltissimo lavoro e condotto il tecnico verso il «punto debole».

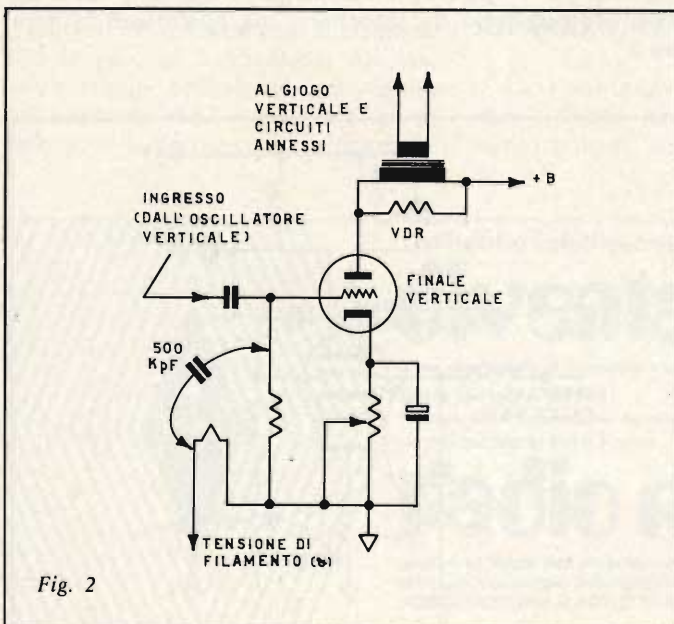



Fig. 2

ESEMPIO N. 3:

Effetto «neve» sullo schermo.

Naturalmente, questo genere di disturbo, «naturalmente» nel senso reale del termine, si verifica quando il segnale proveniente dall'antenna è basso. Interviene però prontamente non appena il Tuner di una banda o il Tuner «integrato» scade come guadagno per una causa qua-

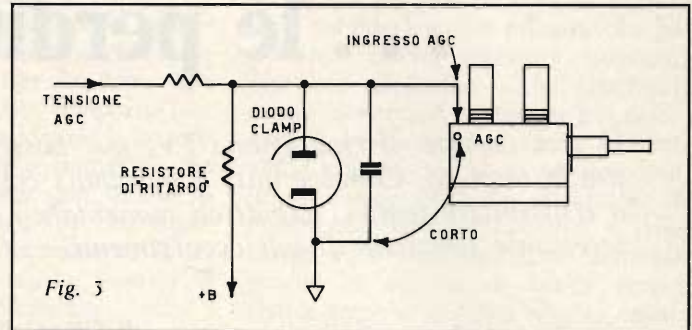



Fig. 3

lunque. Come tutti i tecnici sanno, riparare un Tuner è talmente cosa da specialisti, che se il cilente vuole una riconsegna semi-immediata dell'apparecchio, conviene cambiarlo, se il guasto non risiede in un tubo.

Molti serviceman non troppo esperti però, vanno talmente nel pallone, quando si tratta di una sospetta, «panne» in questa parte, da non considerare che negli apparecchi più anziani, il buon 50% dei guasti è provocato dall'AGC, il controllo automatico del guadagno. Ovvero, il circuito relativo dà una tensione troppo alta risultato: guadagno basso; risultato finale: neve.

Prima di mettere le mani sul Tuner, è sempre buona regola prendere il nostro vecchio-buon-filo e, come mostra la figura 3, portare direttamente a massa il contatto AGC. Se così facendo la «neve» se ne va, vi può essere un condensatore difettoso o una resistenza aperta. Pensiamo per un momento al tecnico che ha «dimenticato» l'AGC e, sostituito il Tuner si ritrova come prima o peggio; non v'è di che strapparsi i cappelli? Attenzione, quindi; filo sottomano!

ESEMPIO N. 4:

Le barre luminose sullo schermo.

Un caso in cui il tecnico si preoccupa a ragione, è quando il segnale è più o meno buono, ma giunge al tubo; il «raster» è normalmente «aperto», però sulla figura sono impresse delle barre chiare **verticali.**

I soliti «mediamente esperti», in questi casi, si danno subito all'analisi delle forme d'onda presenti nella sezione orizzontale (che, chissà perché, **non sono mai perfettamente eguali** a quelle segnalate dalla Casa costruttrice).

Se la lunga e difficoltosa operazione non ha successo, segue un'altra lunga e difficile analisi del video, sempre con valori di tensione efficace e forme d'onda che difficilmente coincidono con lo «sheet».

No, non si deve procedere così; a tentoni.

Conviene invece, come mostra la figura 4, eliminare subito il sospetto più ovvio, ovvero che le barre provengano dal video. Per esserne certi, basta porre in corto la griglia del cinescopio o massa.

Se in tal modo le barre spariscono, sarà il caso di verificare il circuito del pentodo finale. Se restano, è il sistema di deflessione orizzontale, ad essere il responsabile; magari, talvolta, basta che la gabbia dell'EAT non faccia un buon contatto a massa per creare il disturbo.

Comunque, ancora una volta, il filo con i due coccodrilli sarà servito a **dimezzare** le ricerche, quindi, il tempo di lavoro.

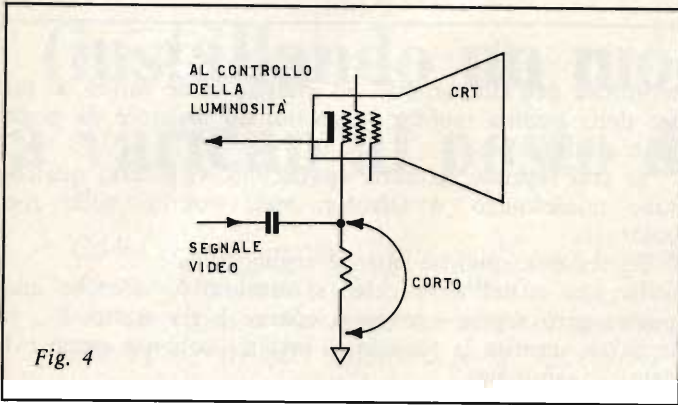
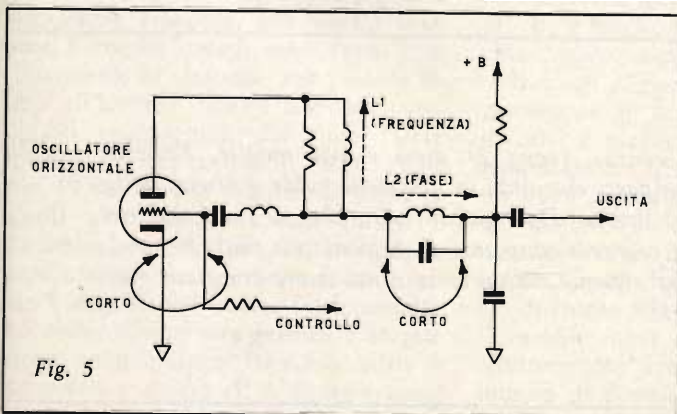



Fig. 4

ESEMPIO N. 5:

Noie nell'oscillatore orizzontale.

Non di rado, nei televisori più vecchi, l'oscillatore orizzontale produce lo **«squegging»** ovvero una raffica di impulsi a bassa frequenza sovrapposti al segnale. Senza accendere l'oscilloscopio, o eventualmente senza accenderlo «subito», si può provare «cosa succede», con il solito filo cortocircuitante. Prima di tutto, si agirà come nell'esempio numero uno, ovvero si porterà a massa la griglia della valvola; poi, se questa manovra non sortisce alcun risultato pratico, lasciando stabile l'allacciamento, si metterà in corto anche il controllo di fase orizzontale: L2 di figura 5.

In queste condizioni, si regolerà il controllo del'oscillatore (nucleo della bobina) sin che l'immagine resta sganciata ma non si nota più il pulsare. Tolto il cortocircuito dalla L2, ed anche la connessione a massa della griglia, regolando il potenziometro del sincro orizzontale, il video dovrebbe rimanere normalmente stabile. Se ciò avviene, una complicata taratura, è stata evitata impiegando meno di dieci minuti di lavoro; se no, vi è un guasto «serio» e non una sregolazione (come peraltro avviene in una enormità di casi). Sarà quindi necessario l'intervento rituale, con le solite misure di tensione, le sostituzioni etc.

A parer nostro, comunque, ed anche secondo ciò che l'esperienza insegna, è sempre conveniente tentare la taratura «sperimentale» prima di passare ad una analisi approfondita; il tempo necessario per collegare quattro coccodrilli e girare un nucleo, è ben poco!

ESEMPIO N. 6:

Il controllo della luminosità non funziona più.

In questo caso, è abbastanza ragionevole sospettare che il tubo sia andato fuori uso, o che si appresti ad andarvi. Prima di accingersi a laboriose misurazioni e sostituzioni però, conviene porre il solito filo di cortocircuito come mostra la figura 6. In tal modo si esclude la porzione di circuito che serve per la ritraccia. Ove tale manovra renda di nuovo possibile manovrare la luminosità, il guasto è certo in uno dei condensatori che fanno parte della sezione esclusa. Beh, **«certo»**: di «certo», nelle riparazioni TV non è mai nulla; diciamo piuttosto **«molto probabile»**. Comunque, individualmente il gruppo di parti che sono la causa del disservizio, la riparazione diviene facile e spedita.

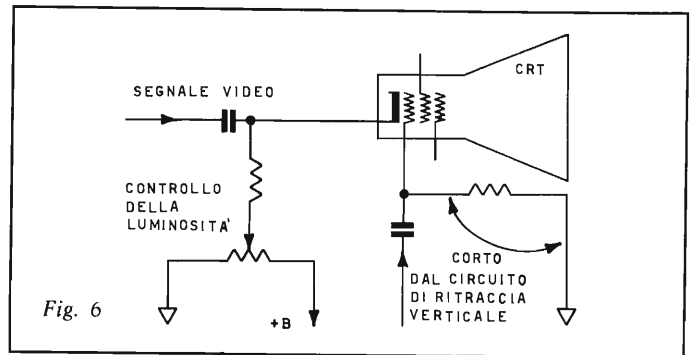



Fig. 6

ESEMPIO N. 7:

L'audio distorce, ma i tubi sono buoni.

Questa è una prova «da tecnico furbo». Se l'audio è severamente distorto, ma la finale è buona, il condensatore di accoppiamento sulla griglia può essere parzialmente in corto, o, come si dice, «in perdita». Nei circuiti stampati, staccarlo e riampiazzarlo, può essere fastidioso, specie se non si è certi della diagnosi.

Fig. 5

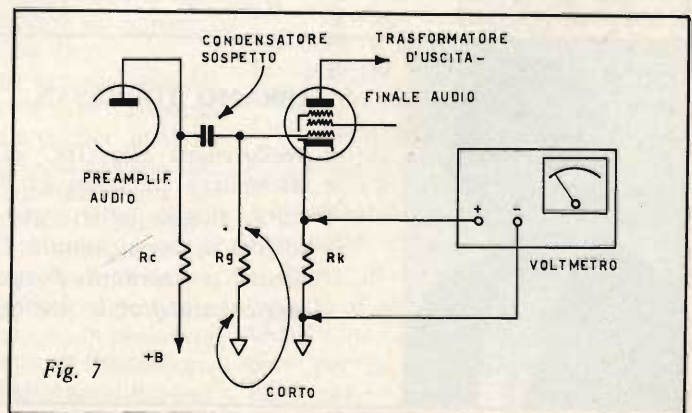



Fig. 7

Si colleghi allora il tester in modo da leggere la tensione ai capi del resistore di catodo (fig. 7) e, con l'immancabile filo, si cortocircuiti a massa la griglia.

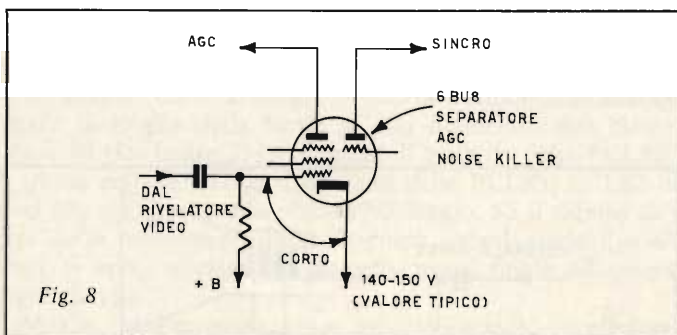
La tensione così facendo **scende notevolmente?** Ecco scoperto il colpevole, per l'appunto è il condensatore, che costringe la valvola ad assorbire una corrente eccessiva a causa della errata polarizzazione, causa della distorsione. Non accade nulla? Il condenstore è sicuramente buono: la mira deve essere spostata su altre parti.

ESEMPIO N. 8:

I sincronismi «ingarbugliati».

Nei vecchi televisori, particolarmente di costruzione U.S.A., talvolta si rileva un inispiegabile malfunzionamento del sincro che «sembra non abbia nessuna ragione di esservi».

Il tecnico che si trovi con questa situazione «ingarbugliata», veda se è presente nello chassis una 6BU8 o

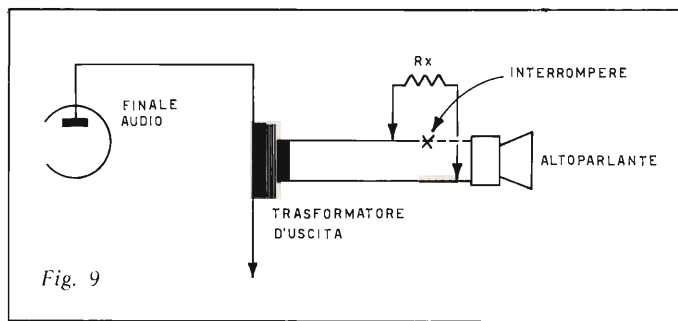
Fig. 8

6CS6 in funzione di antiinterferenza (in inglese «Noise killer» oppure «noise canceller»).

Se lo stadio è presente, come si vede nella figura 8, si provi a porre in corto griglia e catodo in modo da bloccare il tubo. Se con questa manovra si nota che i difetti sono seriamente attenuati, o tendono a sparire, lo stadio colpevole è scoperto.

ESEMPIO N. 9:

L'audio interferisce con il video.

Se, alzando il controllo di volume, sullo schermo appaiono delle barre scure, è chiaro che vi è una interferenza tra audio e video, ma il difetto da cosa è provocato? Per scoprirlo con una certa facilità, o almeno per abbreviare il tempo della ricerca, si può staccare un

Fig. 9

terminale dell'altoparlante, ed inserire come carico, al posto della bobina mobile di questo, un resistore da pochi ohm e taluni W.

Se così facendo, le barre spariscono, vi è certo qualche tubo microfonico, o talvolta, male inserito nello zoccolo (!).

Se restano, qualche filtro è regolato male.

In uno o nell'altro caso, si faranno le ricerche adeguate; però sapere «dove» o «cosa» è già molto. E... se le barre, inserita la resistenza, restano, sebbene meno evidenti e «sfumate»?

In tal caso, ci si può trovare di fronte ad un difetto «incrociato» o «multiplo», quello che solo televisori decisamente **troppo vecchi** manifestano.

In altre parole, se tutte le parti sono molto sfruttate, vi può anche essere «sia» la valvola, o le valvole o il medesimo tubo TRC in una condizione microfonica, «che» la sregolazione o il fuori uso di qualche filtro.

Anche in questa condizione estrema, la prova con la resistenza sarà servita per un orientamento. E questo, è già qualcosa!

CONCLUSIONE

In questa «guida al far presto», si è sempre parlato di chassis a tubi; annosi.

Ciò per due buone ragioni. La prima è che i televisori a valvole sono quelli che, ormai anziani, hanno necessità di un servizio frequente; quelli con i quali il tecnico deve «combattere» ogni giorno.

Infatti, ancora oggi, i modelli transistorizzati, comparativamente giungono sul banco nella proporzione di uno a tre.

Nei «solid state» inoltre, il discorso deve essere meno generico, perché i tubi **tollerano** anche duri sovraccarichi momentanei, ma i transistori, no. I semiconduttori si rovinano a «velocità elettronica» se sottoposti ad una manovra sbadata. Non vi è tempo per riparare allo sbaglio.

ABRAMO TORRESAN

Apparteneva alla GBC di Vicenza. Aveva 27 anni e sua moglie, Roberta Michelazzo, ne aveva 21. Scomparsi entrambi in una delle calde giornate dello scorso giugno, nelle acque del Brenta. Due giovani vite che si spengono nel volgere di pochi minuti. Due anime ricongiunte in regioni più miti. Per noi, rimasti a ricordarli, l'angoscia risuona nella mente e nel cuore come un messaggio indecifrabile nell'infinito.

R.C.

PREMI UN TASTO E GUARDA LA SVIZZERA

(installando un moderno sintonizzatore a varicap al posto del vecchio valvolare)

Come è noto, anche il più smaliziato riparatore TV, posto davanti al problema di sostituire un vecchio Tuner UHF a valvole, dal modesto guadagno e dalla sintonia spesso «traballante» con uno a Varicap, come dire? «si blocca» *accampando problemi di incompatibilità che in effetti non esistono, o di eccessivo lavoro che a sua volta risulta in concreto una cosa elementare. Vedremo in questo articolo teoria e pratica della sostituzione.*

di R. BARTOLI

Un tempo, il Tuner dell'UHF, nel televisore, era pressoché un convertitore a frequenza variabile impiegato come... se fosse stato a frequenza fissa! Infatti, centrato il secondo canale della RAI, la sintonia non veniva più mossa salvo che in casi particolari, per un centraggio, o dopo aver cambiato antenna, o in simili casi.

D'altronde cosa c'era da vedere? Null'altro, e l'unico segnale disponibile aveva una frequenza ben determinata, immutabile.

Odiernamente la faccenda è cambiata; in molte zone d'Italia (per esempio a Roma e nel Lazio) sull' UHF vi sono tre emissioni diverse, il «solito» secondo canale RAI, **più la televisione francese, più quella svizzera.** Occorre quindi manovrare continuamente la sintonia, per passare da uno all'altro, e così, i televisori vecchiotti equipaggiati dal tuner UHF impiegante una coppia di PC86, PC86 più PC88, o una coppia di PC88 o simili mostrano la corda; infatti il variabile, ruotato di continuo dopo anni che se stava lì bello fermo, inizia a manifestare strani falsi contatti. La sintonia non «sta ferma» e la graziosa annunciatrice francese inizia a muoversi a destra ed a sinistra come se eseguisse una grottesca danza del ventre. Il guadagno poi, che alla bell'e meglio poteva servire per il fortissimo segnale domestico, nel caso del ripetitore si rivela disastrosamente povero e tutto il teleschermo si riempie di righine, punti, fiocchi di neve sfarfallanti.

In queste condizioni, come è regolare, l'utente che si è provvisto dell'antenna a banda larga, e che in qualche caso l'ha pagata una cifra incredibilmente alta facendo fare il lavoro al solito installatore disonesto, si rivolge al tecnico e gli chiede di «sistemare l'apparecchio» per poter vedere anche le altre emittenti televisive.

Ha un bel da dire, il tecnico, che il lavoro non è facile, che comporta spese, che è meglio comprare un apparecchio nuovo; niente da fare.

Il buon ragioniere proprietario del carcassone gli fa notare che in tempo di crisi è meglio tenersi per qualche tempo ancora il televisore usato e che un **buon riparatore** dovrebbe pur saper metterci un rimedio. Il ragioniere non sa di aver toccato una piaga dolorosa; anche il «buon riparatore» posto di fronte alla necessità di prendere il vecchio tuner a tubi e sbatterlo via sostituendolo con uno a transistori, munito di doppio stadio amplificatore RF, ad alto guadagno, entra completamente nel pallone e si sente di colpo un incapace, un apprendista

Ahi, un **elettricista!**

Il fatto si è che il riparatore «normale» è preparato per affrontare anche i guasti più ardui, ma dovendo compiere una modifica che comporta la costruzione di un circuito supplementare, si trova davanti ad una difficoltà tanto nuova quanto inaudita.

Bene, amici riparatori; se la richiesta di montare un tuner UHF transistorizzato ed a Varicap al posto del vecchio valvolare vi può mettere in crisi, leggete questo articolo; se invece avete le idee chiare e l'idea non vi sconcerta affatto, andate davanti allo specchio e porgetevi la mano o inchinatevi, se preferite: rientrate nella categoria dei «**mostri sacri**». Dei maghi, dei marziani della riparazione. Ora, però, andate, appunto, perché d'ora in poi ci rivolgeremo agli altri, a chi non è nato con il genio infuso e si accontenta d'essere un buon professionista.

Prima di tutto vediamo, qual'è il circuito di un tuner UHF a transistori? Quali sono, di conseguenza «gli attacchi» per le tensioni ed i controlli? Ecco qui.

IL CIRCUITO ELETTRICO DEL TUNER

Odiernamente vi sono in commercio gli «integrati» a Varicap, che contengono sia il sintonizzatore per VHF, che quello UHF; poi vi sono Tuner per la sola banda UHF, costruiti proprio per la modifica degli apparati vecchi che impiegano solo due transistori, quindi hanno un guadagno limitato e li sconsigliamo. Infine, si possono reperire sintonizzatori per la sola gamma UHF ma a **tre** transistori, quindi dall'ampio guadagno; uno di questi è quel che serve per la sostituzione.

Al limite, ma proprio al limite, si potrebbe anche impiegare un «integratore» con UHF munita di doppio preamplificatore RF, ai nostri fini; ma sarebbe una scelta mediocre; complicazioni in più ed un costo molto superiore.

Quindi rimaniamo nel meglio, che può essere rappresentato da un Mullard ELC 1043 UHF Varicap Tuner, da uno Spring o da un analogo Philips o altro europeo.

Lo schema dell'ELC 1043 appare nella figura 1, e per la migliore conoscenza del lettore lo commenteremo.

E' costituito da tre stadi, due dei quali, TR1 e TR2, come abbiamo detto, fungono da amplificatori RF in cascata, e TR3 che serve da convertitore autooscillante.

· Seguiamo il circuito. Per ottenere un miglior rapporto segnale-rumore, l'ingresso non è accordato, ed i segnali pervengono all'emettitore del TR1 tramite un filtro passa-alto formato da L1-L2-L3, C1 e C2.

Il transistore lavora con la «base a massa» ed è accordato sul collettore mediante L6-D1. Da questa linea in quarto d'onda, il segnale passa induttivamente alla L7, quindi al seguente stadio TR2.

Quest'altro stadio, molto simile al precedente, è a sua volta accordato sul collettore mediante L10-D2. Di qui passa all'ingresso del mixer autooscillante (TR3) tramite L15, e l'accordo relativo lo si ha tramite L14-D3.

Il TR3 innesca tramite collettore ed emettitore, via L16 e l'oscillazione locale è sintonizzata da L17 con D4. Il valore del C17 permette di ottenere una bassa impedenza di uscita per il filtro di media frequenza, L21, L23.

Notiamo ora come avvenga la sintonia del complesso.

Al terminale 5 può essere connessa una tensione CC ben filtrata compresa tra 0,3 V e 28 V (negativo a massa).

Questa, tramite R23, R20 ed R21 giunge al diodo D4 ed in tal modo stabilisce la sintonia dell'oscillatore, che rimane stabile anche durante il periodo di riscaldamento grazie ai termistori R22 ed R16.

Inoltre, la tensione tramite i controlli semifissi R5, R11, R13, nonché i resistori R7, R12, R14 stabilisce la sintonia dei circuiti accordati precedenti. Come tutti sanno, un diodo Varicap all'aumentare della tensione diminuisce la propria capacità interna; quindi, maggiore sarà la «Ve» al terminale 5, più si eleverà l'accordo del Tuner.

Ai terminali 4 ed 8 deve essere applicata una tensione di 12 V che alimenterà gli amplificatori RF ed il mixer, separatamente.

Il terminale 2, presa per l'AGC, potrà andare ad un comando **manuale** del guadagno, che in genere sarà regolato per il massimo, a meno che i ripetitori non siano eccezionalmente vicini all'antenna ricevente, caso davvero insolito. Il contatto «TP» (Test point) sarà lasciato libero, e l'uscita,

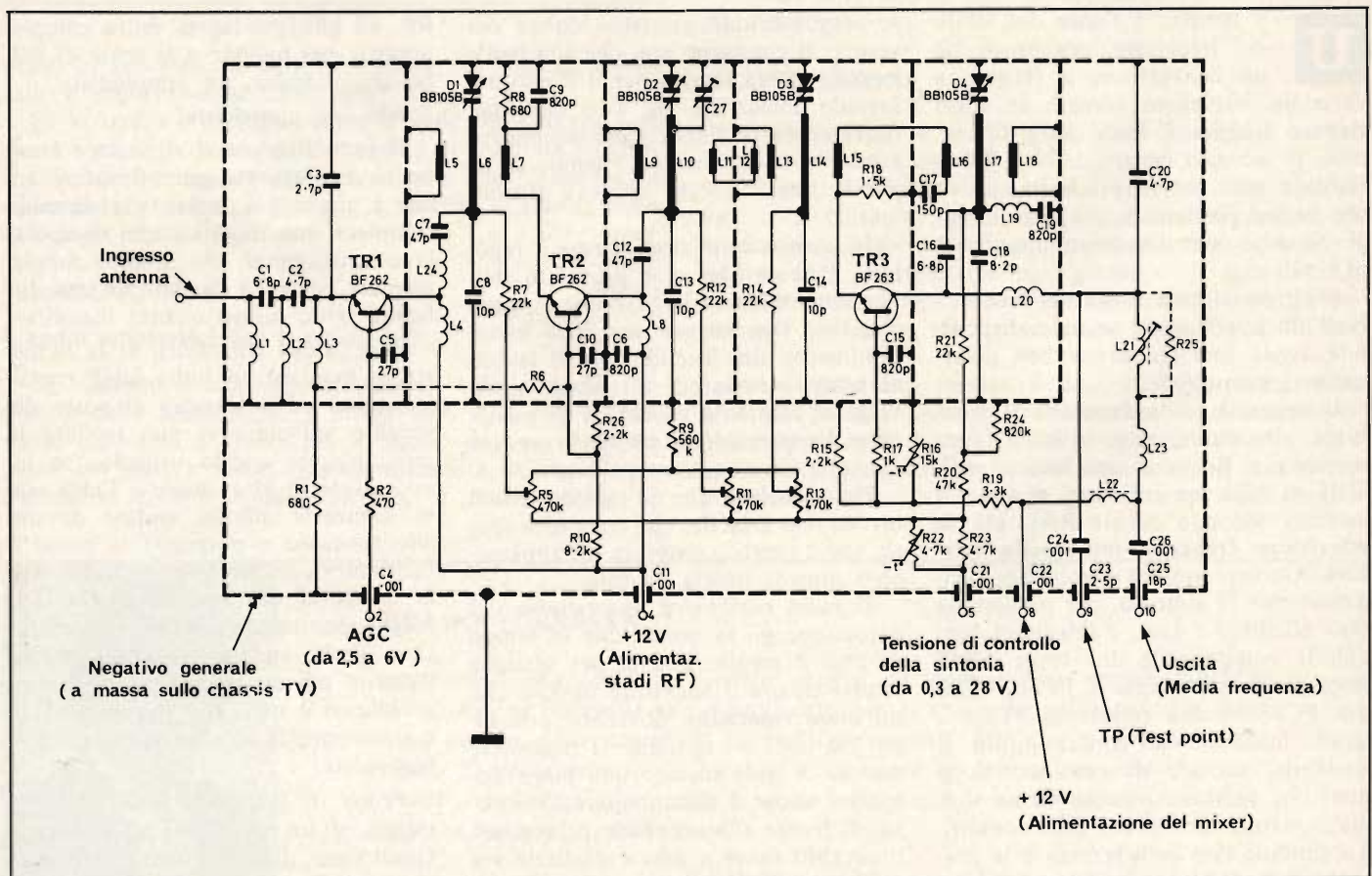



Fig. 1 - Circuito elettrico del Tuner UHF consigliato. Si notino le connessioni.

ovviamente sarà inviata al raccordo originale verso la «media» o al tuner VHF come è previsto nell'apparecchio.

Come si vede, il convertitore non è poi questo mostro di complessità, e non è nemmeno troppo nuovo, come circuito: ma come si effettua la sintonia? Come abbiamo detto, per via della tensione inviata al terminale 5. Quindi potrebbe bastare un potenziometro esterno. Invece di un solo potenziometro però è meglio utilizzarne tre, che rispettivamente saranno regolati quanto basta per centrare perfettamente l'emissione RAI, francese e svizzera. Impiegando una tastierina del tipo che abbina al potenziometro un interruttore a pulsante (fig. 2), non occorrerà effettuare la sintonia ogni volta, ma premendo il tasto desiderato, entrerà in circuito il valore resistivo stabilito in precedenza che consente la sintonia sul programma che si intende ricevere.

Vediamo ora lo schema «di utilizzazione» o «di inserzione» del sintonizzatore, che comprende i controlli, ed è utile non solo per il Tuner detto, ma anche per altri tipi che il lettore preferisca, per una questione di prezzo o di reperibilità.

CIRCUITO DI UTILIZZAZIONE

Per essere certi di esporre una descrizione che possa dare la massima informazione alla maggior parte dei possibili interessati, abbiamo scelto un circuito apparentemente non facile; ovvero l'adattamento su di un classico televisore impiegante tubi della serie «P», oppure un ibrido che impieghi questi ed i transistori.

Come è noto, il tuner originale di questa **difusissima** specie di televisore, impiega due triodi genere PC86 oppure PC88. I due sono posti in serie con gli altri tubi, quindi non si può semplicemente togliere il complesso valvolare e buttarlo dalla finestra, dopo essersi assicurati che sotto non passi nessuno, ma si dovrà montare un **surrogato dei filamenti;** in caso contrario non si accenderebbe proprio più un tubo (elettronico). Tale sostituto può essere un resistore da 25 Ohm - 3 W, oppure da 27 Ohm, sempre da 3 W; oppure da 5 W per abbondanza, se si vuole.

Questa sarà R12 di figura 4.

Vediamo cos'altro serve. Prima di tutto un circuito che controlli l'AGC manuale; la tensione relativa può essere prelevata dall'AT generale a 190 oppure 200 V mediante un resistore di caduta, un diodo zener, un filtraggio ed il sistema di controllo; nel nostro schema, rispettivamente R4, D1, C1, C2 nonché R1-R2-R3. La massima sensibilità sarà raggiunta quando R2 è spostato verso R3. Da questo sistema, si può estrarre anche la tensione di 12 V che serve per alimentare il complesso RF di due stadi (terminale 4).

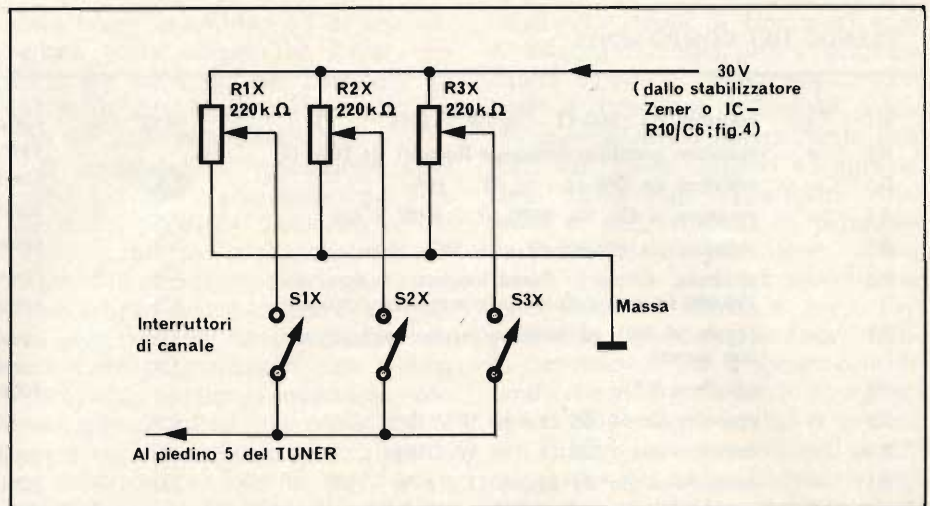



Fig. 2 - Mini-tastiera a tre vie (per tre canali UHF prefissati) che può essere impiegata nel nostro circuito.

Sempre dalla linea generale +190/200 V, si può ricavare la tensione per il complesso di sintonia. Mediante la resistenza di caduta R11, ed il diodo Zener D2 si ricavano i 30 V che servono. Il rumore generato dal diodo è bipassato dal C7, mentre C6 ed R10 servono da cellula disaccoppiatrice. I potenziometri che stabiliscono la frequenza, sono inseriti in un partitore resistivo formato da R5, appunto R6 R7 ed R8, nonché R9.

Il commutatore CM1, sostituibile con gli interruttori coassiali che sono presenti nelle moderne «tastierine per varicap» come abbiamo visto nella figura 2, invia la tensione prescelta al terminale 5 (sintonia). Detto è filtrato dal C3 che perviene a massa. Per ottenere un migliore disaccoppiamento rispetto agli stadi di ingresso, l'alimentazione per il TR3 di figura 1, lo stadio mixer, è ricavata in parallelo

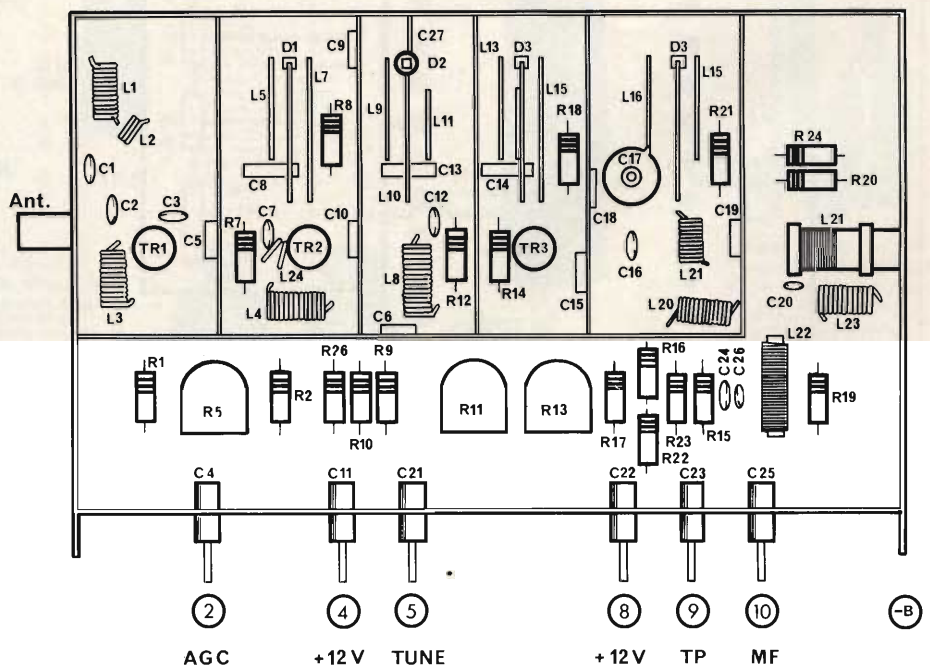



Fig. 3 - Vista in pianta del Tuner, con il coperchio tolto per poter osservare la posizione delle parti. La relativa numerazione ha riferimento al circuito elettrico.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	resistore da 1800 Ω - ½ W - 10%
R2	=	resistore semifisso (trimmer lineare) da 1000 Ω
R3	=	resistore da 680 Ω - ½ W - 10%
R4	=	resistore a filo da 8200 Ω - 5 W - 5%
R5	=	resistore da 680.000 Ω - ½ W - 10%
R6	=	si veda il testo. Potenziometro lineare da 100.000 Ω, con eventuale interruttore coassiale
R7	=	eguale a R6, ed eventualmente raggruppato con questo
R8	=	eguale a R7
R9	=	resistore da 47.000 Ω - ½ W - 10%
R10	=	resistore da 220 Ω - ½ W - 10%
R11	=	resistore a filo da 22.000 Ω - 2 W - 5%
R12	=	resistore a filo da 5600 Ω - 2 W - 5%
R13	=	resistore a filo da 25 oppure 27 Ω, 3 W oppure 5 W (si veda il testo)
C1	=	condensatore elettrolitico da 22 μF - 15 VL
C2	=	condensatore ceramico da 100.000 pF
C3	=	eguale al C2
C4	=	eguale al C1
C5	=	condensatore elettrolitico da 50 μF - 50 VL
C6	=	eguale al C2
C7	=	condensatore ceramico da 4700 pF oppure 5000 pF
C8	=	condensatore ceramico da 1000 pF - 600 VL
CM1	=	commutatore a tre posizioni, una via
D1	=	diodo Zener da 12 V - 1 W
D2	=	diodo Zener da 30 V - 1 W

NOTA: Come sintonizzatore, è impiegato il Mullard ELC1043, oppure il modello ELC1043/05 che equivale al precedente, ma impiega transistori diversi e valori resistivi che mutano di conseguenza. Se il lettore intende impiegare altri Tuners, si accerti che il tipo scelto abbia due stadi amplificatori RF, un elevato guadagno e che impieghi moderni transistori UHF/SHF. Impiegando un sintonizzatore diverso, generalmente le tensioni non cambiano, ma cambiano certamente i terminali e la loro numerazione, quindi in questo senso occorre la massima attenzione.

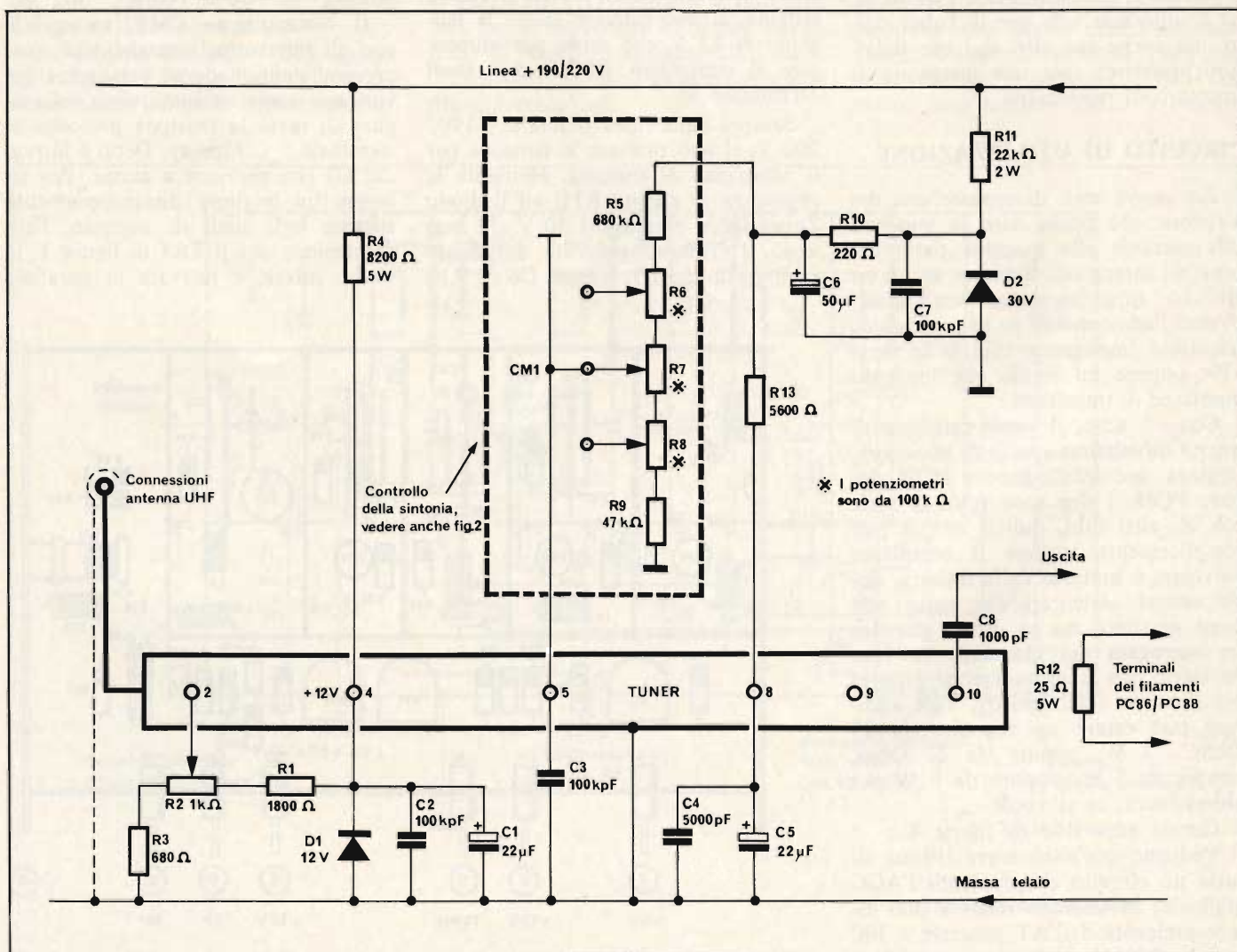



Fig. 4 - Circuito elettrico completo dell'installazione del Tuner.

a questo ramo della tensione ridotta e stabilizzata. Si impiega la R13 come ulteriore sistema di caduta (il convertitore assorbe 4,8 mA nel Tuner citato) e per il filtraggio e la stabilizzazione ulteriore si impiegano C4 e C5. Il primo serve ad evitare che l'elettrolitico possa causare instabilità presentando una certa «impedenza» alla RF.

Infine, C8 accoppia l'uscita al canale di media, o al Tuner VHF se il televisore impiega questa soluzione. E' da notare che al posto dello zener D2, può essere impiegato l'IC modello TAA550 che garantisce una tensione più precisa, e soprattutto un andamento termico pressoché neutro. Tale integrato ha due sole connessioni, quindi non vi sono problemi.

L'INSTALLAZIONE

Il tuner troverà una collocazione ideale per quanto è più lontano dalle fonti di calore (poniamo il finale di riga e relativa gabbia) e più vicino al connettore di antenna, da un lato ed ingresso media dall'altro. Ovviamente la miglior posizione è da trovare caso per caso.

R1, R2, R3, D1, C1, C2, C3, C4, C5 nonché C8, C7, C6, R10 e D2 possono essere assemblati su di una basettina posta accanto al Tuner, ma R11, R4 ed R12, che emanano un calore di qualche importanza, è meglio che trovino posto altrove.

Il complesso di regolazione deve essere facilmente accessibile: per fare un lavoro «pulito» tecnicamente dicendo, il foro per la manopola di sintonia UHF può essere allargato e squadrato e nello spazio utilizzato da questa può rientrare la mascherina che reca i tre potenziometri con relativi interruttori, oppure la mascherina con i tre potenziometri più commutatore (soluzione decisamente meno elegante ma adottabile se non si reperisce il gruppetto, anzi, la terna di regolatori precablata Piher o simile che servirebbe).

Le connessioni tra il sistema di regolazione il Tuner e l'alimentatore non sono affatto critiche.

CONSTATAZIONI

La modifica descritta, ormai ha una certa «tradizione», in quanto i primi televisori su cui ha trovato effetto pratico sono entrati in laboratorio più di due anni addietro. In particolare, sono stati così rivisti apparecchi CGE, Telefunken, Siemens ed Ultravox dall'anzianità media di cinque-sei anni. A distanza di tempo, tutti i clienti che hanno chiesto il rinnovamento dell' UHF si dichiarano soddisfatti, anche se, nel frattempo, naturalmente sono sorti altri guasti, relativi ad altre sezioni attive degli apparecchi. Anzi, molti si sono rifiutati di permutare l'apparecchio con uno nuovo, constatando che per la ricezione delle stazioni estere in bianco e nero, l'apparecchio rielaborato andava meglio di uno nuovo. Ciò si spiega considerando che gli attuali Tuner «integrati» hanno un guadagno piuttosto modesto nell'UHF avendo due soli stadi, e che gli chassis di media frequenza degli apparecchi piuttosto «anziani» se sono ben regolati, se il CAG ha un funzionamento normale, e se i tubi sono efficienti, generalmente hanno un guadagno molto buono, forse superiore a quello offerto da taluni televisori in bianco e nero odierni, costruiti all'insegna del risparmio più estremo.

Quel che è certo, è che **qualunque** chassis che impieghi un Tuner UHF valvolare, se è impiegato per la ricezione delle emittenti televisive estere, che giungono tramite ripetitori a bassa potenza, con questa modifica acquista caratteristiche **assolutamente migliori.**

DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

FOTOGRAFIA AUTOMATICA AD INTERVALLI REGOLARI

(Da «Practical Electronics» - Settembre '75)

Qualsiasi cinepresa che preveda la possibilità di esporre fotogrammi singoli della pellicola può essere facilmente impiegata in abbinamento col dispositivo descritto in questo articolo, in modo da comprimere eventi di lunga durata in un periodo di pochi secondi.

Il modo consueto col quale si ottiene questo effetto consiste nel ridurre la velocità di scorrimento della pellicola nella cinepresa, e nell'eseguire poi la proiezione a velocità normale.

Consideriamo ad esempio una normale cinepresa da 8 mm, che funziona di solito alla velocità di circa 16 fotogrammi al secondo. Se desideriamo comprimere in quindici secondi degli eventi che si verificano in 24 ore, dobbiamo scattare un totale di 16 x 15 x 240 fotogrammi in 24 ore, il che significa una fotografia ogni sei minuti.

Per ottenere questo risultato, il dispositivo descritto costituisce un metodo automatico molto sicuro per far funzionare la cinepresa con intervalli prestabiliti.

Occorre però precisare che diversi soggetti, per poter essere ripresi opportunamente, implicano l'impiego di sorgenti di luce artificiali, e — dal momento che le lampade survoltate non possono essere lasciate accese per molto tempo — il dispositivo prevede anche un sistema elettronico di commutazione per potenze fino ad 1 kW, che svolge appunto questo compito supplementare.

Il dispositivo deve essere collegato alla cinepresa tramite un opportuno telecomando, e il tempo che deve intercorrere tra le successive esposizioni può variare con continuità fra il minimo di 10 s ed il massimo di 48'.

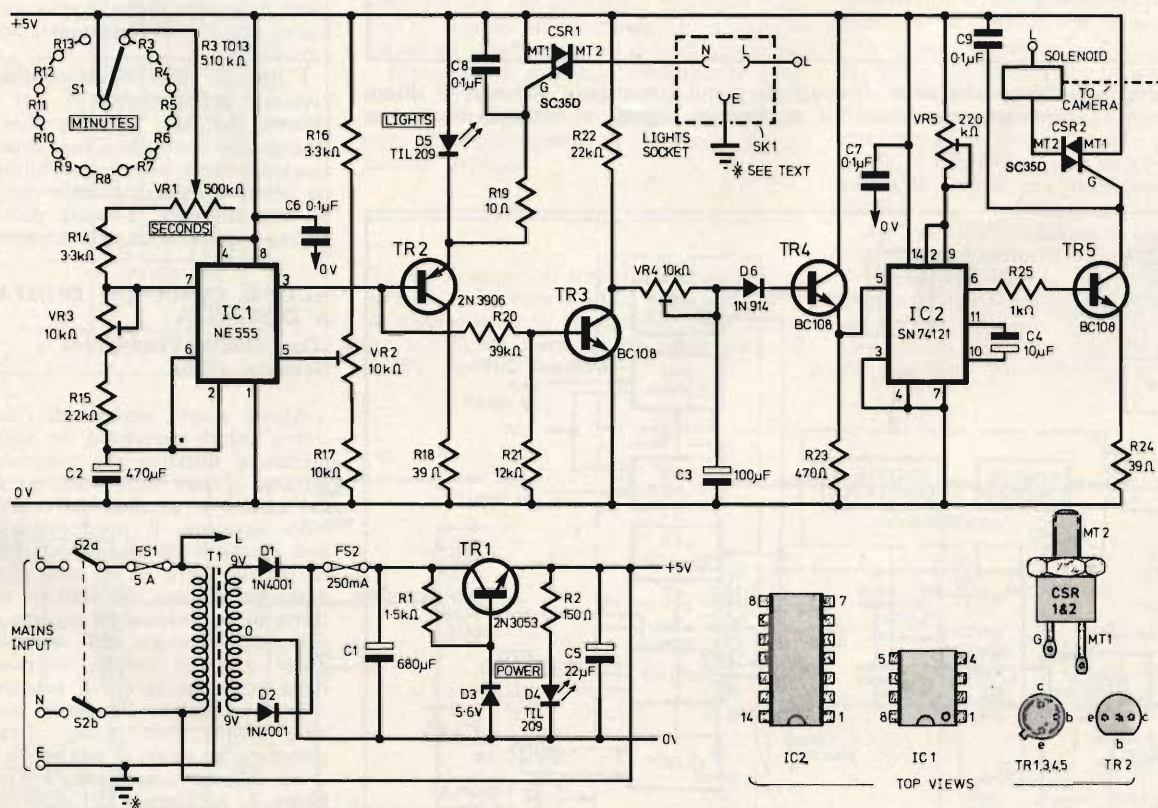



Fig. 1 - Schema completo del dispositivo di temporizzazione che consente in modo automatico la ripresa di fotografie ad intervalli prestabiliti, mediante una cinepresa.

La **figura 1** rappresenta lo schema del dispositivo: l'elemento fondamentale consiste nel circuito integrato tipo NE555V, che viene usato nel modo astabile: il rapporto tra gli impulsi prodotti ed i relativi intervalli può essere fatto variare considerevolmente mediante i due comandi, S1 e VR1.

Quando l'uscita di IC1 è bassa, TR2 viene portato in saturazione, il che porta in conduzione di diodo fotoemittente D5, ed il triac CSR1. A sua volta, ciò determina l'accensione della lampada «photoflood».

Il diodo indicatore luminoso è di grande utilità, in quanto permette di stabilire quando il solenoide sta per funzionare in mancanza di collegamento della lampada. Di conseguenza, le lampade risultano accese per circa 5 s, con un intervallo di tempo stabilito mediante VR3, durante ciascun ciclo.

TR3 è uno stadio separatore invertente: non appena la sua tensione di collettore aumenta, C3 comincia a caricarsi attraverso R22 e VR4.

A causa della caduta di tensione ai capi del diodo al silicio D6, TR4 non comincia a condurre finché la tensione presente ai capi di C3 non supera il valore di circa 1 V.

Il «trigger» di ingresso applicato al circuito integrato monostabile IC2 funziona in modo tale che la tensione presente sull'emettitore di TR4 debba raggiungere un certo valore di soglia prima che il multivibratore venga messo in funzione. Di conseguenza, lo scopo di C3, D6, TR4 e dei resistori associati consiste nel provocare un ritardo di circa 3 s per lo sgancio del circuito monostabile, una volta che le lampade si siano accese.

Quando l'accensione è avvenuta, l'unità monostabile rimane nello stato stabile per circa un secondo, con un periodo determinato da C4 e da VR5.

Durante questo periodo TR5 si satura, portando in conduzione il triac CSR2, che provoca il funzionamento del solenoide principale. Quest'ultimo — infine — mette in funzione l'otturatore della cinepresa tramite il comando a frusta. Immediatamente dopo l'uscita di IC1 raggiunge il livello alto, il che provoca lo spegnimento delle luci, e il completamento del ciclo.

La parte inferiore dello schema di figura 1 rappresenta la sola sezione di alimentazione, che deve essere in grado di fornire un'unica tensione stabilizzata di +5 V rispetto a massa. A lato sono invece illustrati i riferimenti per le connessioni ai vari tipi di semiconduttori adottati.

I valori dei componenti sono quasi tutti precisati nello stesso schema: a ciò occorre aggiungere che i resistori compresi tra R3 ed R13 sono tutti da 510 kΩ, con tolleranza del 2%. Inoltre, tutti i resistori possono essere del tipo ad impasto da 0,25 W, con tolleranza del 5%, ad eccezione di R18, che deve essere invece da 0,5 W.

Gli elementi di regolazione consistono in

VR1 = 500 kΩ lineare
VR2/3/4 = «trimmer» potenziometrici da 10 kΩ
VR5 = «trimmer» potenziometrico da 220 kΩ

Per i condensatori di tipo normale non esistono particolari esigenze: al contrario, C1, C3, C4 e C1, che sono di tipo elettrolitico, devono presentare una tensione minima di lavoro di 16 V, per garantire una buona stabilità di funzionamento dell'intero circuito.

I tipi di semiconduttori sono anch'essi precisati nello schema e, per completare l'elenco dei dati, resta da dire che il solenoide che controlla il funzionamento della cinepresa deve essere possibilmente del tipo adatto al funzionamento con la tensione di rete alternata, a bassa potenza, e con ottime caratteristiche di isolamento.

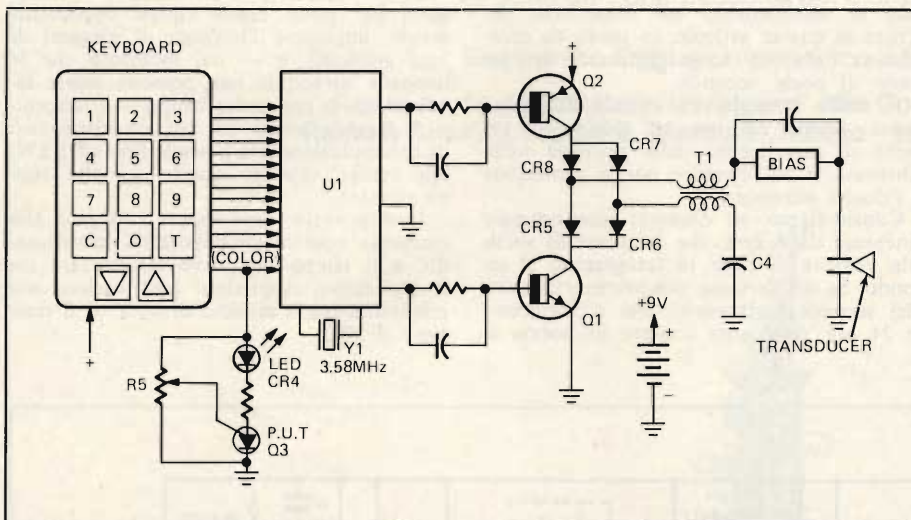



Fig. 2 - Schema semplificato dell'unità di controllo per il comando a distanza: il dispositivo consente la trasmissione separata di quattordici segnali ultrasonici di diversa frequenza.

NUOVO COMANDO DIGITALE A DISTANZA

(Da «Radio Electronics» - Gennaio 1976)

Alcuni nuovi modelli di ricevitori televisi a colori impiegano un sistema di comando a distanza che consente la riproduzione diretta sullo schermo del numero del canale e persino dell'orario.

In aggiunta, il proprietario del ricevitore sceglie il canale impostando un numero di due cifre su di una tastiera simile a quella di una calcolatrice tascabile. Si tratta di un sistema ad accesso diretto, che permette all'utente del televisore di scegliere qualsiasi canale, indipendentemente dalla posizione in cui il selettore si trova.

Sostanzialmente, l'impianto completo consiste in un trasmettitore ultrasonico che comporta un totale di quattordici frequenze, il cui schema semplificato è riprodotto alla **figura 2.** All'interno del ricevitore esistono naturalmente un decodificatore ultrasonico ed un sistema funzionale di comando, denominato «DAP».

Per meglio chiarire il principio fondamentale di funzionamento, l'articolo riporta

Fig. 3-A - I sottosistemi di uso più diffuso presentano la struttura illustrata da questo schema a blocchi: si noti che i sintonizzatori fanno parte dell'impianto.

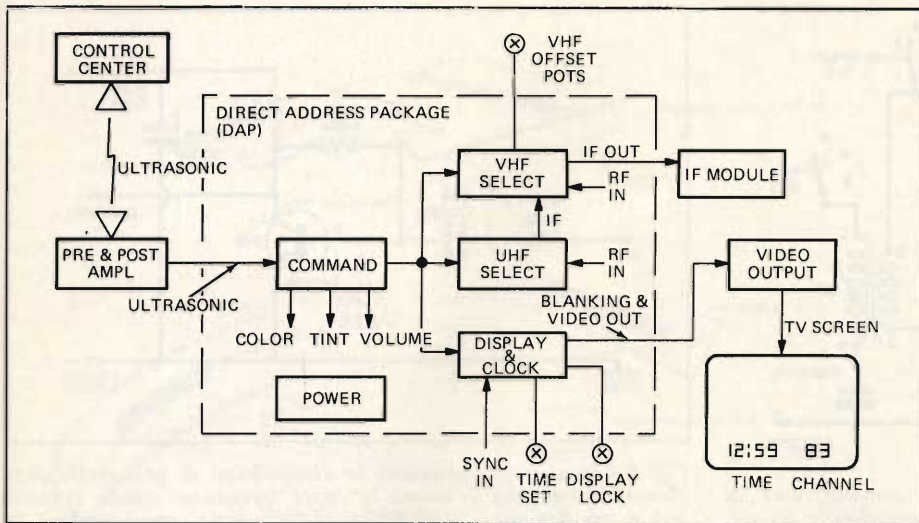
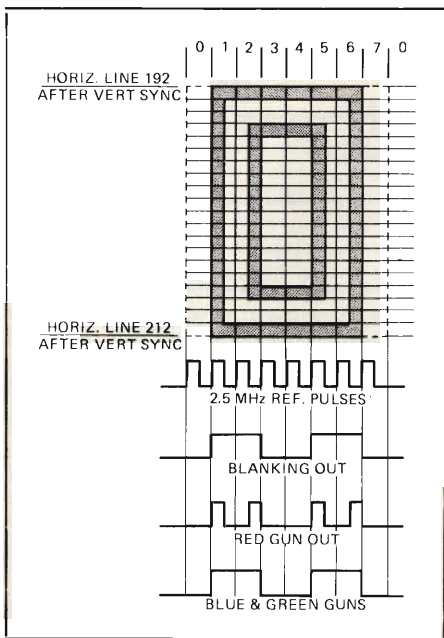
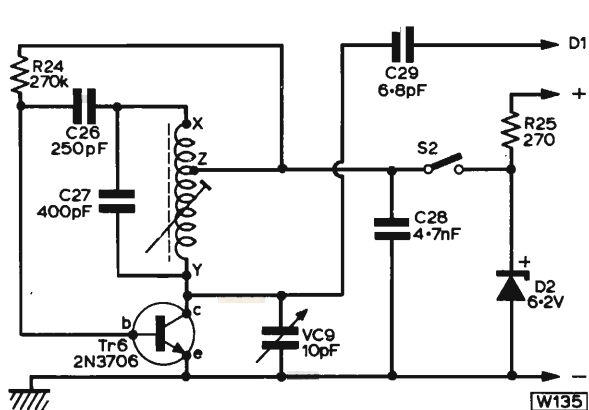
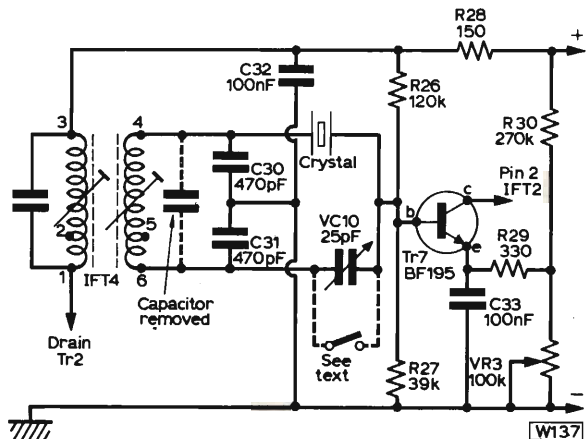



Fig. 3-B - Lo schema a blocchi di un sistema di indirizzamento diretto denota tutto ciò che fa parte dell'impianto a partire dal sistema di trasmissione a distanza con onde ultrasoniche, fino ad ottenere la riproduzione numerica del canale e dell'orario, sullo schermo del televisore.

lo schema a blocchi della **figura 3-A**, che rappresenta la struttura dei sottosistemi di impiego più comune, ed il secondo schema a blocchi **(figura 3-B)**, che illustra invece il funzionamento del sistema ad indirizzamento diretto, sempre basato sullo sfruttamento delle onde ultrasoniche.

I segnali ultrasonici provenienti dal centro di controllo vengono ricevuti ed amplificati dal preamplificatore: da quell'istante il segnale raggiunge il cosiddetto post-amplificatore, che conferisce maggiore energia ai segnali di comando, e determina quindi gli effetti necessari di commutazione.

Il modulo di comando trasforma le quattordici frequenze ultrasoniche disponibili in codice digitale, in modo da determinare automaticamente la funzione di comando richiesta.

Fig. 4 - Formato di riproduzione dello zero in rosso, e forma d'onda dei segnali che ne determinano la produzione sullo schermo. La figura mette in evidenza anche il profilo esterno, in nero.

Per quanto riguarda infine lo schema propriamente detto del trasmettitore (vedi figura 2), il circuito integrato U1 consiste in un oscillatore con controllo a cristallo seguito da divisori di frequenza, che forniscono l'energia ultrasonica al trasduttore in modo da ottenere l'irradiazione del segnale di comando.

Quando l'utente preme i commutatori della tastiera, ciascuno di essi fornisce un' uscita a corrente continua all'oscillatore, che viene applicata al terminale appropriato. Il treno di impulsi in tal modo ottenuto, sulla frequenza selezionata, appare simultaneamente sulle basi degli stadi Q1 e Q2. Questi pilotano il trasduttore tramite il trasformatore T1.

La **figura 4** rappresenta infine il classico formato di riproduzione numerica dello zero in colore rosso, ed illustra la forma d'onda dei segnali che ne determinano la riproduzione sullo schermo. Il suddetto numero è però munito anche di un profilo nero all'esterno, che lo rende maggiormente evidente.

Sebbene si tratti di un articolo piuttosto teorico, i principi di funzionamento esposti sono molto interessanti sotto il profilo didattico.

UN RICEVITORE A COPERTURA GLOBALE DI GAMMA

(Da «Practical Wireless» - Marzo 1976)

Per poter ottenere sufficiente stabilità di frequenza e sensibilità soddisfacente nell'ascolto di tutte le emissioni radio ricevibili in una determinata zona, è indisponibile che l'apparecchio ricevente abbia determinate caratteristiche, che non esistono nei normali ricevitori di produzione commerciale.

A questo riguardo la Rivista inglese ha pubblicato la descrizione di un interessante ricevitore, in due articoli, il primo dei quali introduceva l'argomento da un punto di vista generico. Nella seconda puntata, alla quale ci riferiamo, sono descritte separatamente le sezioni più importanti dell'intero circuito.

Ad esempio, la **figura 5** rappresenta lo schema dell'unità costituito dall'oscillatore a battimento: per la sua realizzazione si fa uso di una semplice induttanza con presa centrale, collegata nel circuito di collettore di uno stadio del tipo 2N3706. Lo stadio funziona naturalmente da oscillatore,

Fig. 5 - Schema dell'unità che può essere aggiunta facoltativamente al ricevitore per la copertura globale delle gamme di frequenza, costituita da un oscillatore a battimento.

Fig. 6 - L'amplificatore addizionale di media frequenza comprende un filtro a cristallo, funzionante sulla frequenza di 1,6 MHz.

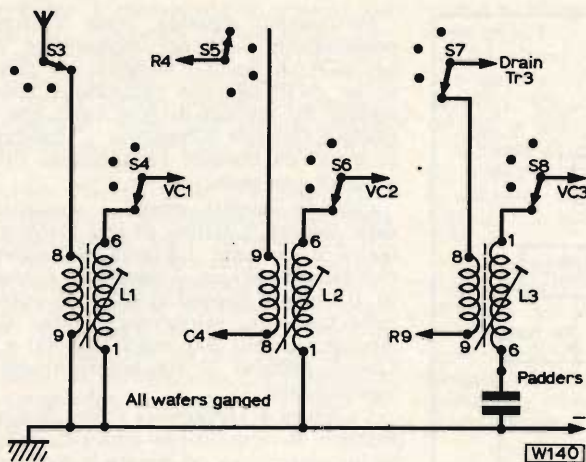



Fig. 7 - Schema semplificato del sistema di commutazione di gamma, che implica la disponibilità di un commutatore a sei vie, quattro posizioni.

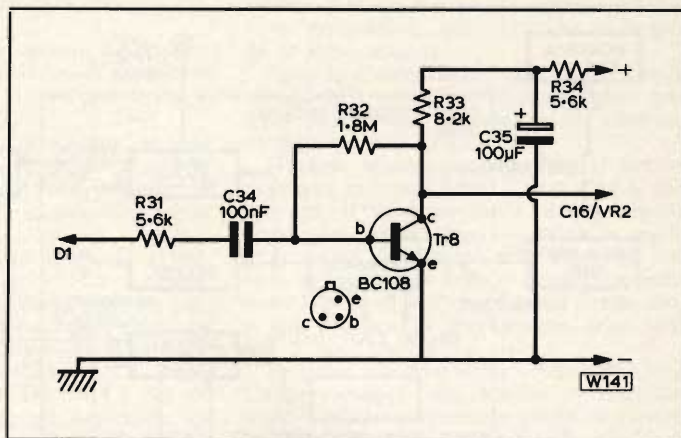



Fig. 8 - Se si rende necessaria la disponibilità di uno stadio supplementare di amplificazione in bassa frequenza, questo circuito può essere aggiunto all'amplificatore principale completandone le prestazioni.

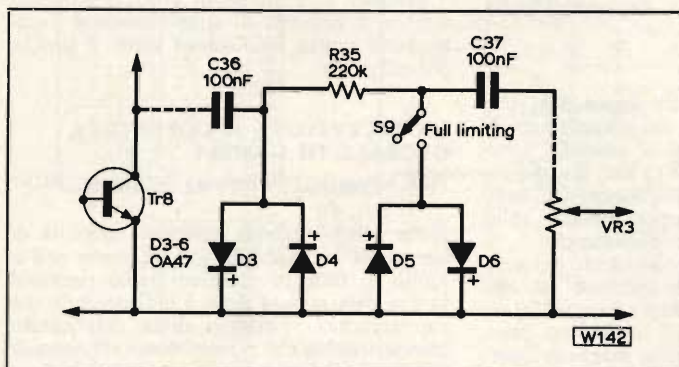



Fig. 9 - Circuito del limitatore commutabile di rumore, che consente l'attenuazione parziale o totale dei disturbi.

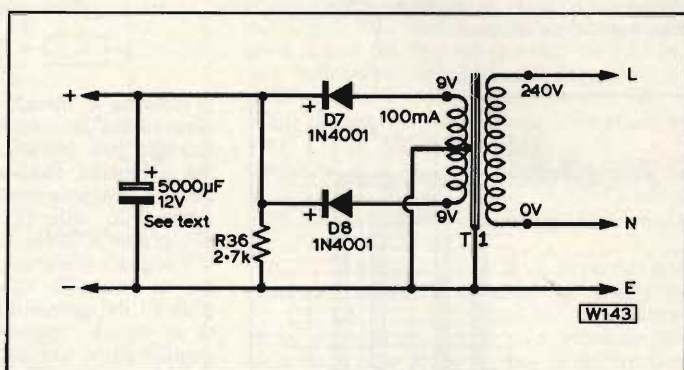



Fig. 10 - Alimentatore con il quale è possibile ottenere il regolare funzionamento di tutti i dispositivi precedentemente descritti.

con controllo della frequenza tramite VC9, e rende disponibile il segnale di uscita tramite la capacità C29, in corrispondenza del terminale D1.

La **figura 6** rappresenta invece lo stadio supplementare di amplificazione a media frequenza, consistente in un normale trasformatore di produzione commerciale, dal cui secondario è però necessario togliere il condensatore di accordo, per consentirne l'impiego in uno stadio di amplificazione con controllo a cristallo della frequenza di risonanza.

Questa sezione impiega un transistore «n-p-n» del tipo BF195, e presenta anche un resistore variabile di compensazione, VR3, tramite il quale viene eseguita la messa a punto in fase di collaudo.

Per quanto riguarda la commutazione di gamma, il circuito è abbastanza semplice, come si può osservare alla **figura 7**: in definitiva, il ricevitore prevede un commutatore a sei vie, quattro posizioni, ed ogni settore è previsto per effettuare la commutazione di un valore induttivo. Sono quindi disponibili complessivamente quattro gamme, che — in base ai valori riportati nell'elenco dei componenti — consentono la ricezione dell'intero spettro delle frequenze riservato alle radio-comunicazioni.

La **figura 8** illustra un semplice stadio di amplificazione di bassa frequenza, che deve essere aggiunto alla sezione principale di amplificazione audio: si tratta di un accorgimento che conferisce ai segnali un'ampiezza sufficiente per un ascolto con potenza adeguata, anche quando l'emittente è molto debole e lontana. Nella sezione di bassa frequenza è però previsto anche l'impiego di un circuito di silenziamento dei rumori parassiti, (vedi **figura 9**), che determina una limitazione parziale o totale del sottofondo rumoroso, a seconda delle condizioni di propagazione e dell'ampiezza del segnale ricevuto.

Le diverse sezioni devono naturalmente essere collegate tra loro, in base ai numerosi disegni ed alle fotografie che l'articolo riporta; l'alimentazione dei diversi circuiti comporta la disponibilità di una tensione di 9 V rispetto a massa, facilmente ottenibile mediante il circuito che riproduciamo alla **figura 10.**

Si precisa infine che la capacità presente in parallelo alla sezione di alimentazione a batteria dell'amplificatore audio (C23) può essere portata al valore di 5.000 µF - 12 V, se si riscontra che la ricezione non è accompagnata da alcun rumore di fondo. La tensione effettivamente disponibile risulta leggermente maggiore di quella fornita dalla batteria, quando si fa uso dell'alimentatore illustrato, per cui può essere opportuno diminuire leggermente il guadagno ad alta frequenza, allo scopo di evitare fenomeni di instabilità. Si noti comunque che questo eventuale inconveniente dipende dal carico applicato all'antenna.

LA TECNICA DI TELE-COPIATURA

(Da «Electronique Professionelle» - 11 marzo 1976)

Il «corriere» ideale è quello che consente ad una missiva di raggiungere il destinatario immediatamente dopo essere stata imposta.

Ovviamente, la velocità, ma anche l'esattezza, l'autenticità e la sicurezza di funzionamento sono elementi indispensabili.

Ciò premesso, il corriere istantaneo esiste, ed è proprio il sistema di tele-copiatura in facsimile, vale a dire un impianto costituito da due fotocopiatori, collegati alle estremità di una semplice linea telefonica.

Impiegati per molto tempo soltanto per la trasmissione di immagine a carattere meteorologico, i telecopiatori vedono oggi un'apertura di mercato anche in campo commerciale, che si sviluppa con estrema rapidità. Il mercato potenziale degli utenti di tali apparecchiature è attualmente valutato in misura di ben 300.000 unità.

L'articolo che recensiamo compie un'analisi abbastanza dettagliata dei diversi sistemi fino ad ora escogitati, e chiarisce in primo luogo il principio di funzionamento del sistema di lettura dell'Infotec-6000 illustrato alla **figura 11:** secondo questo sistema, il documento da trasmettere viene sistemato in una stazione di lettura, e illuminato da una appropriata sorgente di luce. L'immagine viene proiettata su di un tam-

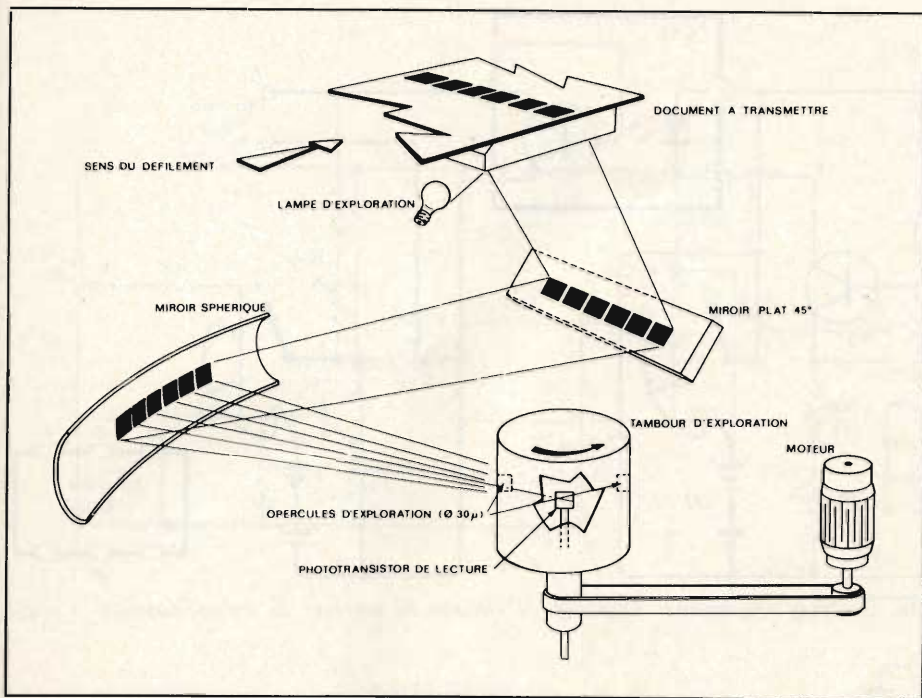



Fig. 11 - Principio di funzionamento del sistema di lettura dell'Infotec-6000.

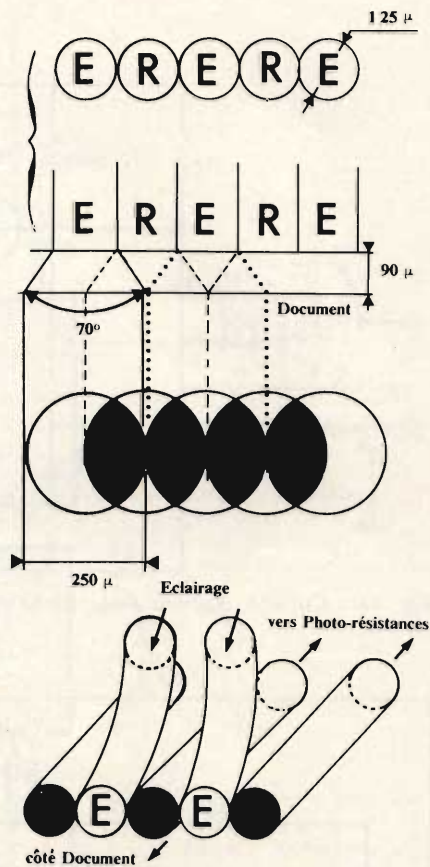



Fig. 12 - Il blocco di lettura del telecopiatore CNET è costituito da fibre ottiche intercalate, secondo due sistemi, di cui uno per l'illuminazione, ed uno per la ricezione.

buro di esplorazione, sul quale due opercoli diametralmente opposti esplorano i raggi riflessi, ed una cellula converte l'intensità luminosa dei raggi in un segnale analogico.

Un altro paragrafo è invece dedicato al blocco di lettura del telecopiatore di produzione CNET, il cui principio di funzionamento è sintetizzato alla **figura 12:** questo sistema è costituito da fibre ottiche intercalate, che formano due diversi sistemi, di cui uno per l'illuminazione, ed un altro per l'esplorazione dell'immagine. Entrambi sono costituiti da ottocento fibre del diametro di 125 micron, intervallate di 250 micron. Dal lato della ricezione, ciascuna fibra si trova esattamente di fronte ad un elemento fotosensibile, che consente la trasduzione, vale a dire la trasformazione delle informazioni luminose in segnali elettrici.

La **figura 13** sintetizza invece il principio di funzionamento del telecopiatore Faxon-811: il documento da trasmettere viene sistemato in tal caso al di sotto del coperchio ribaltabile (1). Il punto luminoso di un tubo a raggi catodici (2) esplora il documento, e un foto-rivelatore (3), capta la luce riflessa trasformandola in segnali elettrici.

Otto tonalità di grigio, oltre al bianco e al nero, vengono così trasformate in impulsi elettrici, ritrasformabili in impulsi luminosi tramite un altro trasduttore in corrispondenza del punto di ricezione.

La velocità di esplorazione catodica è variabile, secondo le caratteristiche del documento che si intende trasmettere. Il punto catodico effettua esso stesso la compressione delle informazioni, saltando al di sopra degli spazi bianchi. Nel punto di ricezione, i segnali modulano l'intensità del raggio catodico che determina così la produzione di un punto più o meno brillante.

Lo specchio (4) che viene abbassato invia nuovamente l'immagine del punto verso la stampante, di fabbricazione e progettazione giapponesi.

L'articolo non si limita però alla descrizione sommaria del principio di funzionamento dei soli apparecchi citati, ma ne descrive altri, in modo da fornire al Lettore un quadro panoramico degli attuali sistemi in uso, confrontandoli tra loro, per chiarirne i rispettivi pregi e difetti, in funzione delle diverse circostanze che possono presentarsi durante l'impiego pratico.

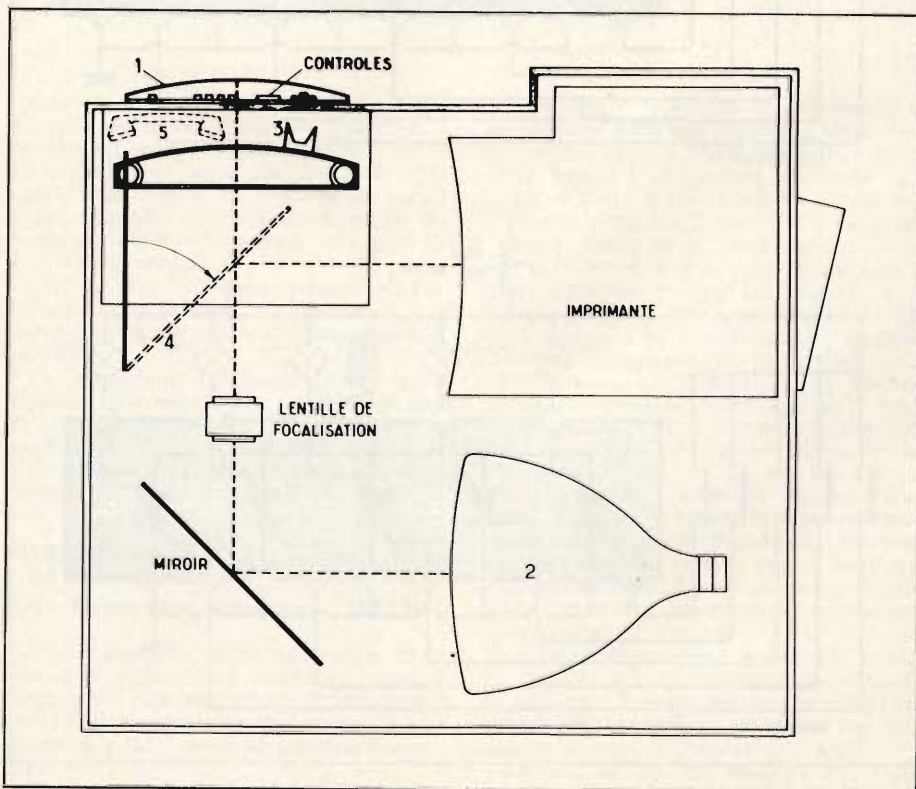



Fig. 13 - Principio di funzionamento del telecopiatore di produzione Faxon, modello 811.

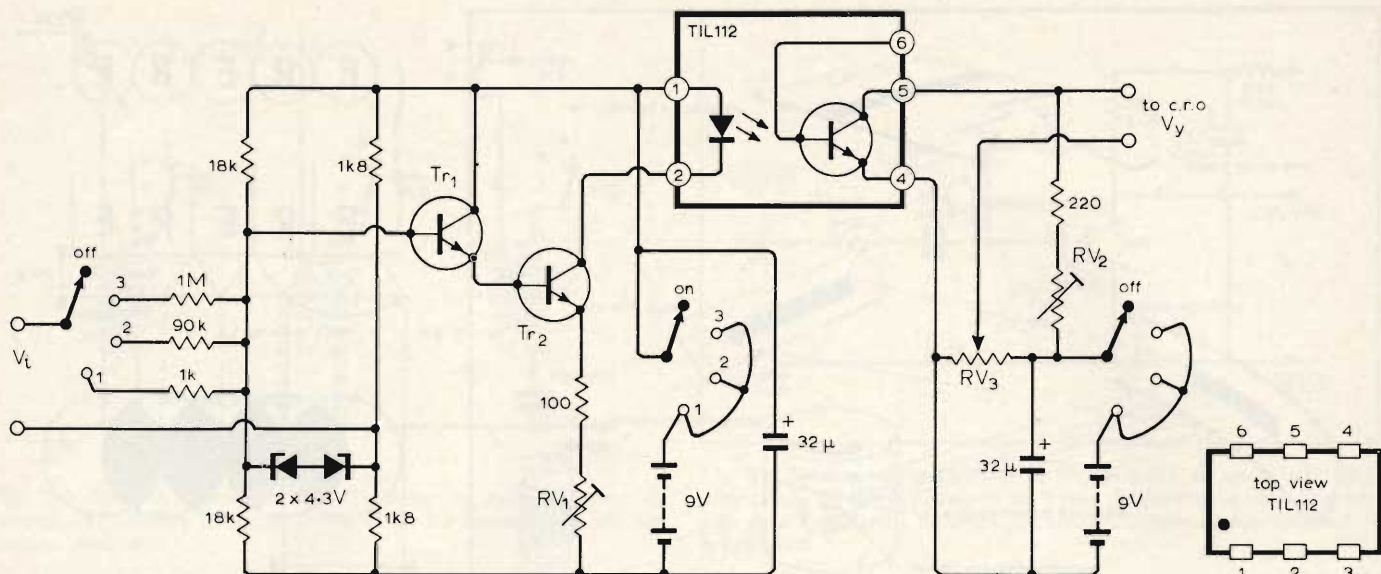



Fig. 14 - Circuito elettrico della sonda isolante, che può ugualmente completare il circuito di ingresso di un oscilloscopio a raggi catodici.

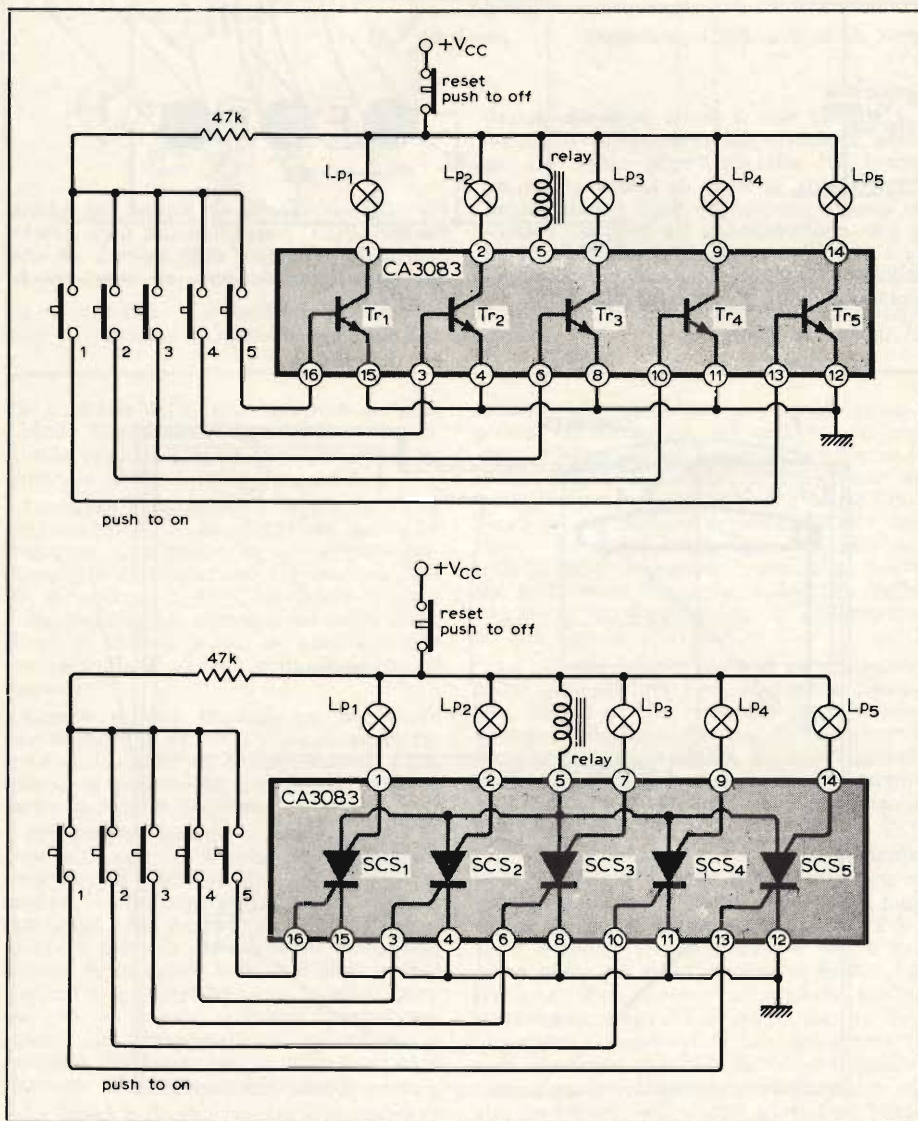



Fig. 15 - Le unità che costituiscono il sistema di allarme, con indicatore automatico di posizione.

TRE CIRCUITI SUGGERITI WA WIRELESS WORLD
(Da «Wireless World» - Febbraio 1976)

Una sonda isolata per oscilloscopio a raggi catodici è la prima idea che viene suggerita questa volta dalla Rivista inglese: in numerose applicazioni dell'oscilloscopio risulta spesso opportuno collegare l'ingresso di deflessione verticale ad una sorgente di differenza di potenziale fluttuante rispetto al telaio dello strumento o a massa.

Il alcuni casi è possibile il collegamento diretto, ma ciò viene generalmente considerato come pratica inaccettabile, in quanto potenzialmente pericolosa.

In alternativa, è possibile rendere invece fluttuante il potenziale rispetto a massa del circuito sotto prova. Tuttavia, nessuno di questi espedienti può risolvere il problema, quando si desidera osservare simultaneamente con la polarità corretta in un oscilloscopio a doppia traccia due diverse differenze di potenziale, una delle quali può essere riferita a massa, mentre l'altra è fluttuante.

Il circuito illustrato alla **figura 14** permette appunto di ovviare a queste difficoltà, impiegando un accoppiamento ottico tra la differenza di potenziale fluttuante V_i e l'ingresso verticale dell'oscilloscopio.

Per alimentare i lati di ingresso e di uscita del circuito vengono usate due batterie separate da 9 V ciascuna, ed una di esse o entrambe possono essere collegate a massa in qualsiasi punto, a seconda delle esigenze della misura da eseguire. Si fa uso in questo caso di un opto-accoppiatore della Texas, con una larghezza di banda di circa 30 kHz.

Un commutatore a quattro vie consente la scelta delle quattro portate disponibili.

La **figura 15** illustra invece un sistema di allarme con indicare di posizione: questa applicazione trae vantaggio dalla struttura «p-n-p-n» del dispositivo semiconduttore noto con la sigla CA3083, che contiene cinque dispositivi «n-p-n», con collegamenti separati al substrato.

Il substrato del tipo «p» e le strutture «n-p-n» dei transistori vengono usati come commutatori con collegamento comune per

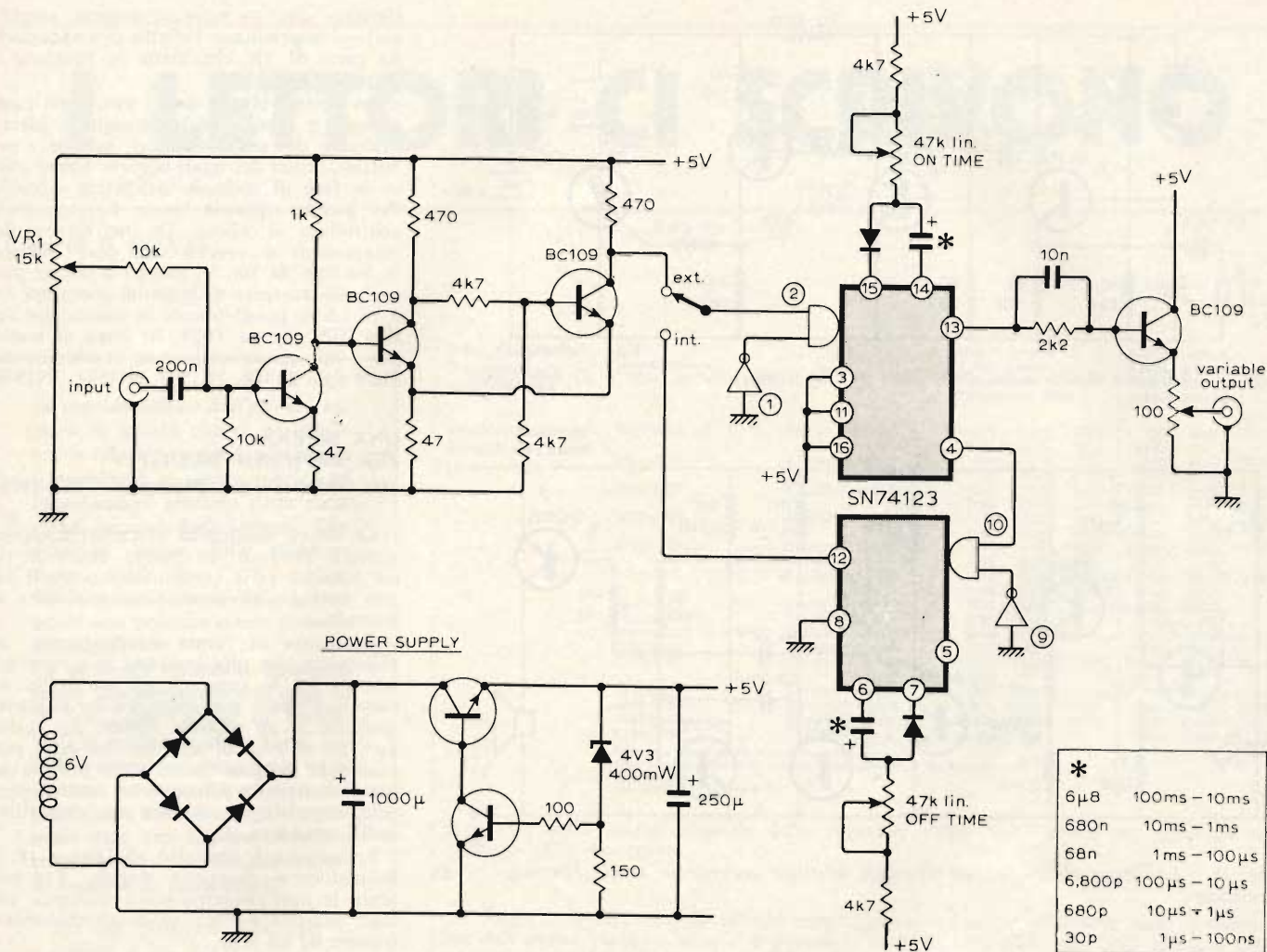



Fig. 16 - Schema del generatore di impulsi in grado di fornire i segnali «clock» con larghezza variabile, e con un costo relativamente ridotto.

l'anodo, corrispondente al substrato.

Di conseguenza, il sistema a transistori viene convertito praticamente in un commutatore al silicio di tipo controllato. Un relè costituisce il carico anodico, e viene attenuato ogni qualvolta si eccita un rettificatore controllato al silicio.

Impiegando cinque lampade nel circuito nel modo illustrato, si ottiene praticamente l'indicazione visiva del canale attuato. La sensibilità di eccitazione del circuito è elevata, ed il solo contatto col dito permette di determinare la funzione di commutazione. L'allarme e l'indicazione visiva rimangono in funzione finché il circuito non viene ripristinato nelle condizioni originali.

La terza idea consiste nel generatore di impulsi il cui schema è riprodotto alla **figura 16:** rende disponibili degli impulsi «clock» di ampiezza variabile, con un costo relativamente ridotto.

Per questa realizzazione è risultato conveniente l'impiego di un circuito integrato monostabile del tipo «dual» 74123, che può essere eccitato mediante impulsi varianti in senso positivo o negativo, e che può essere azzerato nel modo più semplice possibile. La larghezza degli impulsi viene determinata tramite una combinazione a resistenza e capacità esterna, i cui valori massimi e minimi di resistenza sono rispettivamente di 50 e di 5 kΩ.

Quando il commutatore viene predisposto sulla posizione «internal» (interna), i monostabili sono collegati secondo il sistema astabile, nel senso che ciascuna unità monostabile risulta in conduzione per il proprio periodo di oscillazione, ed in interdizione durante il periodo che caratterizza l'altra unità.

L'uscita viene prelevata tramite uno stadio ad accoppiamento di emettitore, per ottenere un basso valore dell'impedenza di uscita.

Le prestazioni di questo circuito sono superiori alle previsioni, sebbene la lunghezza delle connessioni debba essere contenuta entro il minimo possibile, allo scopo di ottenere la migliore forma d'onda degli impulsi a frequenza più elevata.

RIVELATORE DI URTI E DI VIBRAZIONI

(Da «Electronique Pratique» - 25-3-1976)

Il problema che l'articolo intende risolvere è il seguente: è necessario trasformare in un segnale sonoro o luminoso i movimenti provocati da un urto su di una superficie rigida, come ad esempio una vetrina.

E' però abbastanza evidente che questo dispositivo, che può servire come allarme per proteggere la vetrina di un negozio o una finestra contro le effrazioni, deve presentare due caratteristiche essenziali, e cioè:

— La prima, è una grande sensibilità
— La seconda è che il segnale sonoro rimanga dopo che l'allarme è stato innescato, anche se la causa cessa.

D'altra parte, è consigliabile alimentare l'apparecchio in modo il più possibile economico, mediante una semplice batteria da 4,5 V. Con ciò si suppone che, in periodo di attesa, il consumo sia ridottissimo.

Nell'apparecchio proposto dalla Rivista Francese il consumo è inferiore ad 1 mA, il che garantisce circa due mesi di impiego della stessa pila, se l'allarme non viene innescato.

Il circuito di principio è illustrato alla **figura 17:** l'altoparlante, di tipo miniaturizzato, può avere un'impedenza compresa tra 25 e 50 Ω ed esercita la sua influenza funzionando come microfono, nei confronti del primo stadio amplificatore, tramite un condensatore elettrolitico.

La preamplificazione è dovuta allo stadio T1, seguito da altri due stadi amplificatori di tensione, l'ultimo dei quali pilota un rettificatore controllato al silicio, nel cui circuito anodico è presente il carico.

Raccolti ai capi del resistore R7, i segnali, tramite R8, raggiungono la base di T2. La piccola resistenza di emettitore di

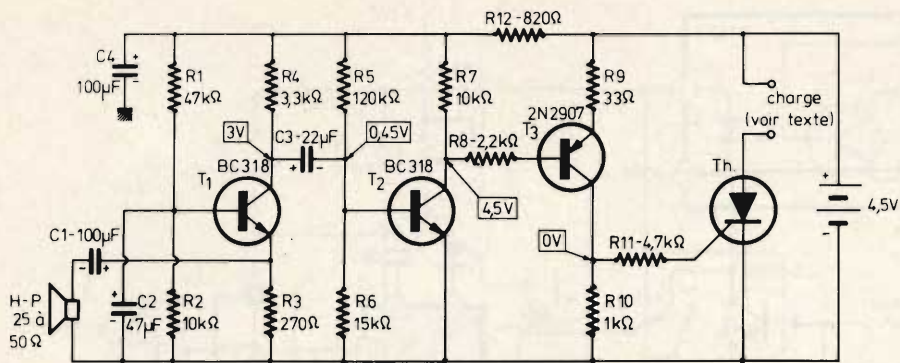



Fig. 17 - Circuito elettrico del dispositivo per la rivelazione di urti e di vibrazioni.

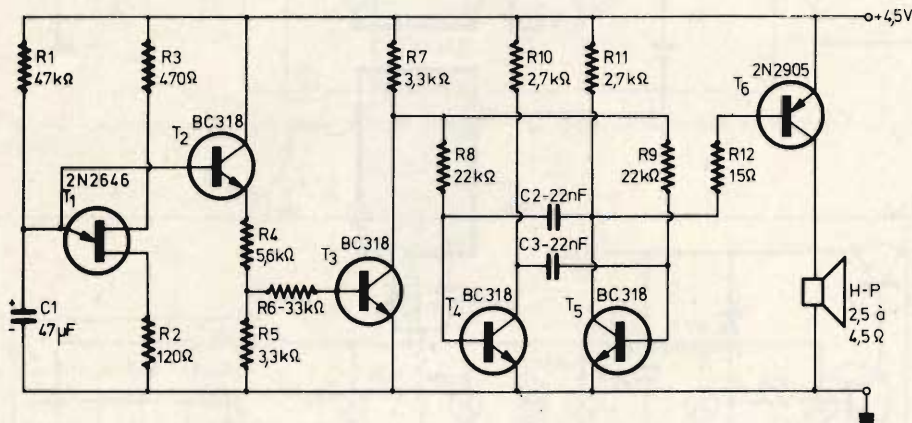



Fig. 18 - La sirena elettronica ad impieghi multipli prevede in totale l'impiego di sei transistori.

33 Ω, R_g, evita gli inneschi intempestivi. Infine, le tensioni di uscita vengono prelevate sul collettore di T2, ai capi di R10. Da questo punto vengono applicate, tramite R11, all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato al silicio Th. Si tratta di un modello di potenza ridotta, che può essere costituito da numerosi esemplari facilmente reperibili in commercio.

E' chiaro che, non appena l'altoparlante usato come microfono percepisce una vibrazione meccanica, produce dei segnali elettrici, che — opportunamente amplificati — determinano l'effetto di conduzione da parte di Th, che mette in funzione il segnale di allarme.

Lo schema elenca tutti i valori dei componenti, e precisa anche le sigle di identificazione dei semiconduttori, nonché i potenziali critici dei quali occorre tenere conto in fase di collaudo dell'intero circuito. Per quanto riguarda invece il rettificatore controllato al silicio Th, nell'elenco dei componenti si precisa che deve trattarsi di un tipo da 100 V, idoneo a lasciar passare una corrente di intensità compresa tra 1 ed 1,5 A, possibilmente in contenitore del tipo T05 oppure T039. In linea di massima i tipi consigliabili sono contraddistinti dalle sigle BT100, 2N1595, 2N1597, 2N1598.

UNA SIRENA PER IMPIEGHI MULTIPLI

(Da «Electronique Pratique» - 25-3-1976)

La sirena elettronica descritta in questo articolo produce un suono stridente, la cui tonalità varia continuamente tra il valore medio e gli acuti, circa una volta al secondo.

Realizzata in forma miniaturizzata, ed alimentata con una semplice pila rettangolare da 4,5 V, consente già un livello sonoro sufficiente per costituire un impianto antifurto in un negozio, oppure per realizzare un sistema di allarme che delle persone sole possono tenere nella propria tasca e mettere in funzione in caso di pericolo, nonché per animare un dispositivo radiocomandato, ecc.

Lo schema è illustrato alla **figura 18.** Il transistore a giunzione singola, T1, presenta le basi rispettivamente collegate alle linee positiva e negativa di alimentazione, tramite R2 ed R3.

La frequenza delle oscillazioni dipende dalle caratteristiche del circuito di emettitore, che comprende R1 ed il condensatore elettrolitico C1. E' proprio nel punto di unione di questi due componenti che si raccoglie un segnale a dente di sega.

Il multivibratore è costituito da T4 e T5, i cui collettori presentano un carico sostituito rispettivamente da R10 ed R11. La frequenza delle oscillazioni dipende quindi dal valore di R8 e di R9, nonché da quello dei condensatori di accoppiamento C2 e C3.

I segnali prelevati sul collettore di T5 servono per far funzionare il transistore amplificatore di potenza T6, tramite R12. T6 comporta nel circuito di collettore un altoparlante di impedenza compresa tra 2,5 e 4,5 Ω, tramite il quale viene riprodotto il segnale di allarme, a frequenza variabile.

Sotto questo aspetto, è utile rammentare che un allarme a frequenza fissa viene molto spesso confuso con un segnale di allarme di tipo convenzionale, mentre, se la frequenza del suono prodotto è variabile con una certa costanza, è molto più facile che esso possa attirare l'attenzione del pubblico, affinché qualcuno possa intervenire tempestivamente e porre rimedio all'eventuale aggressione.

L'articolo, oltre allo schema elettrico che riproduciamo, riporta i disegni della tecnica costruttiva, e fornisce ragguagli per quanto riguarda il modo più semplice di allestire il dispositivo con le minime dimensioni possibili.

I LETTORI CI SCRIVONO

a Cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. D. ISNARDI - Savona
SWL, di radiodiffusione e monoscopi

In Italia coloro che si dedicano all'ascolto delle emissioni radiofoniche ad onda corta non sono molti, a differenza di quanto si verifica all'estero. Ciò è stato anche dimostrato dalla recente inchiesta indetta fra i lettori di questa rivista e dal fatto che le riviste che nel nostro paese cercano di trattare esclusivamente questo argomento, del resto molto interessante, sono costrette a chiudere ben presto i battenti. Molto probabilmente ciò è dovuto al fatto che coloro che intraprendono questo genere di attività editoriale hanno ben poca esperienza in questo campo ed in secondo luogo al fatto che forse gli SWL italiani sono molto più intelligenti dei loro colleghi stranieri. Infatti ricevo molte pubblicazioni estere che trattano argomenti relativi agli SWL e debbo ammettere che sono redatte in maniera del tutto approssimativa e che, come ho sempre detto, le informazioni troppo spesso sono errate o per lo meno imprecise. Evidentemente se tali riviste riescono a tirare avanti vuol dire che nel mondo c'è chi le legge.

Comunque, per accontentare le richieste di coloro che scrivono in merito, vedrò di dedicare loro il prossimo numero semestrale di QTC a tale argomento.

Daily Programs/ Emissions quotidiennes	GMT Hours/Heures		May 2 - Sept. 4 / 4 mai - 4 sept. Frequencies Fréquences (kHz)	Sept. 5 - Nov. 6 / 5 sept. - 6 Nov. Frequencies Fréquences (kHz)
Western Europe/ Europe de l'ouest	0600-0620	French/Français	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	0620-0640	English/Anglais	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	0640-0700	French/Français	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	0700-0720	English/Anglais	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	0720-0740	French/Français	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	0740-0800	English/Anglais	11915 11720 9680 7155 6145 6125	11720 9655 7155 6140 6125
	1145-1215*	English/French	11720 9560	11720 9560
	1400-1500†	English/Anglais	6195 1295(MW)	6195 1295(MW)
	1500-1600†	French/Français	6195 1295(MW)	6195 1295(MW)
	1630-1700*	Anglais/Français	17820 15325	17820 15325
	1715-1800	German/Allemand	17820 15325 7235 5995	17820 15325 7235 5995
	1815-1900	German/Allemand	809 90.2MHz (VHF)	809 90.2MHz (VHF)
	1959-2057	French/Français	17820 15325 11855	15325 11855 9625
	2059-2157	English/Anglais	17820 15325 11855	15325 11855 9625
	2159-2230*	English/Anglais	15325 11855	15325 11855

**Canadian Armed Forces Service news and sports*
**Radio journal et nouvelles du sport à l'intention des Forces Armées canadiennes*
†Sunday only
†Les dimanches seulement

Fig. 1 - Tabella oraria originale delle emissioni radio del Canada per l'Europa dal 2 maggio al 6 novembre.

In figura 1 è riportata la tabella completa dell'orario, valido a tutto il 6 novembre delle emissioni del Canada, mentre in figura 2 è visibile la cartolina inviata dalla RCI per il controllo delle sue emissioni.

Le emissioni australiane per l'Europa sono attualmente effettuate sulla frequenza di 9570 kHz dalle ore 0700 alle ore 0900 GMT.

Monoscopi per SWL televisivi: *la figura 3 si riferisce al monoscopio delle stazioni TV abissine* (Ethiopian Television Servi-

Fig. 2 - Cartolina di Radio International Canada, per il controllo delle trasmissioni in occasione della XXI Olimpiade.

Fig. 3 - Monoscopio della TV abissina (Ethiopian Television Service).

Fig. 4 - Monoscopio delle stazioni televisive delle Canarie (TVE).

Fig. 5 - Monoscopio delle emittenti televisive del Gabon (Radiodiffusion Television Gabonaise).

Fig. 6 - Monoscopio della TV libica (Peoples Revolution Broadcasting TV).

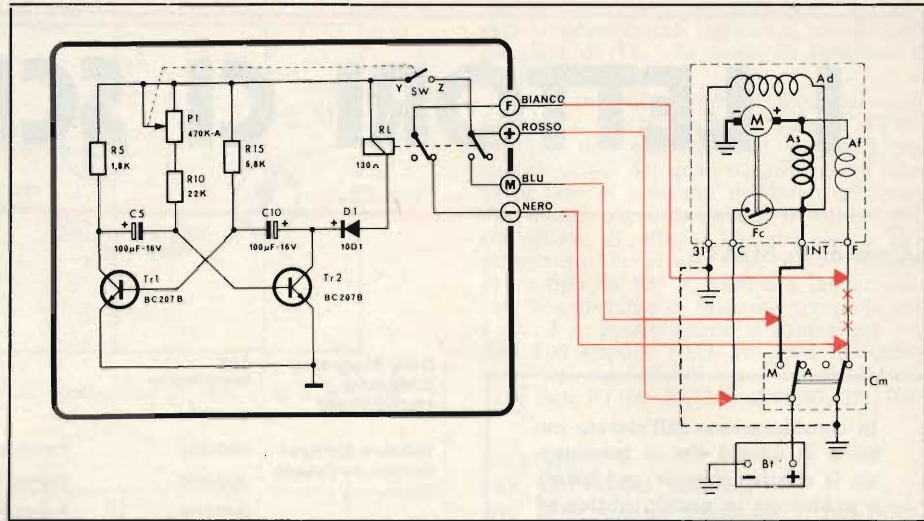



Fig. 7 - Collegamento dell'UK 707 ad un motorino, ad una velocità, con eccitazione ad avvolgimento ed interruttore di fine corsa (le crocette rosse indicano il punto in cui deve essere interrotto il collegamento. Ciò vale anche per le figure successive).

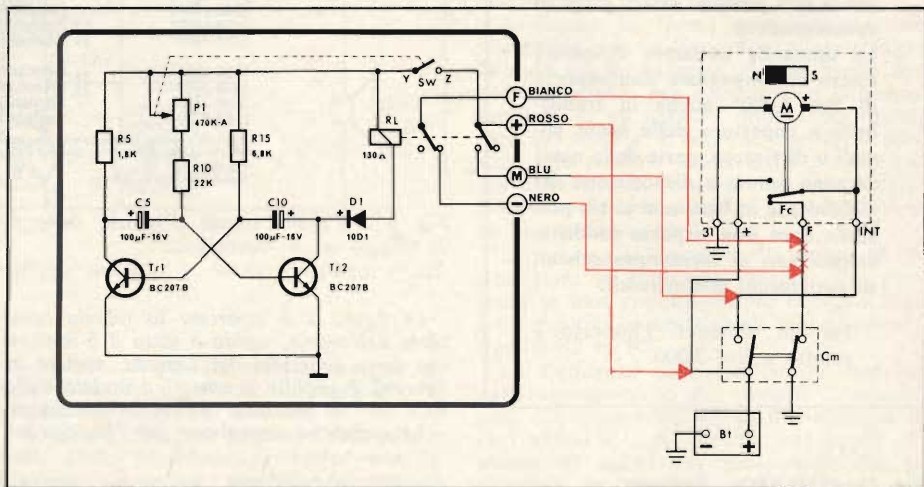



Fig. 8 - Collegamento dell'UK 707 ad un motorino ad una velocità con eccitazione a magnete permanente.

ce, P.O. Box 1020 Addis Abeba. Il monoscopio di figura 4 è irradiato dalle stazioni TV spagnole delle isole Canarie (Television Española, *Valentin Saenz, 4, Santa Cruz de Tenerife - Canarie). La* Radiodiffusion Television Gabonaise *(cioè del Gabon), irradia il monoscopio di figura 5 (B.P. 150 Libréville) ed infine la figura 6 è relativa ad un monoscopio delle stazioni TV libiche* (Peoples Revolution Broadcasting - TV, *P.O. Box 333 Tripoli).*

Sig. D. ARDU' - Cagliari
Impiego del temporizzatore UK 707

Il collegamento del temporizzatore AMTRONCRAFT UK 707, *ai motorini dei tergicristallo delle autovetture, ed anche a quello dei motoscafi, si effettua connettendo i contatti del relè ai contatti dell'interruttore che è montato nell'interno della vettura. Occorre tenere presente che il temporizzatore deve essere messo in funzione solo quando l'interruttore del tergicristallo si trova nella posizione di riposo, cioè è aperto.*

Desiderando usare il tergicristallo nelle condizioni primitive di funzionamento, cioè a velocità normale, si dovrà invece aprire l'interruttore del temporizzatore.

Per chiarire meglio le idee nelle figure 7, 8, 9 e 10 sono indicate le connessioni che occorre eseguire per i vari tipi di motorini.

In figura 7 è illustrato il collegamento ad un motorino ad una velocità con eccitazione ad avvolgimento ed interruttore di fine corsa.

La figura 8 si riferisce invece al collegamento con un motorino ad una velocità con eccitazione a magnete permanente.

Le figure 9 e 10 sono relative ai collegamenti a motorino a due velocità utilizzando la posizione di velocità più alta.

Sig. M. GIORGI - Torino
Amplificatore a ponte resistivo

La figura 11 si riferisce ad un amplificatore a ponte resistivo con bilanciamento regolato automaticamente, sopprimendo cioè il classico potenziometro come richiesto nel suo caso. Il segnale del ponte è ampli-

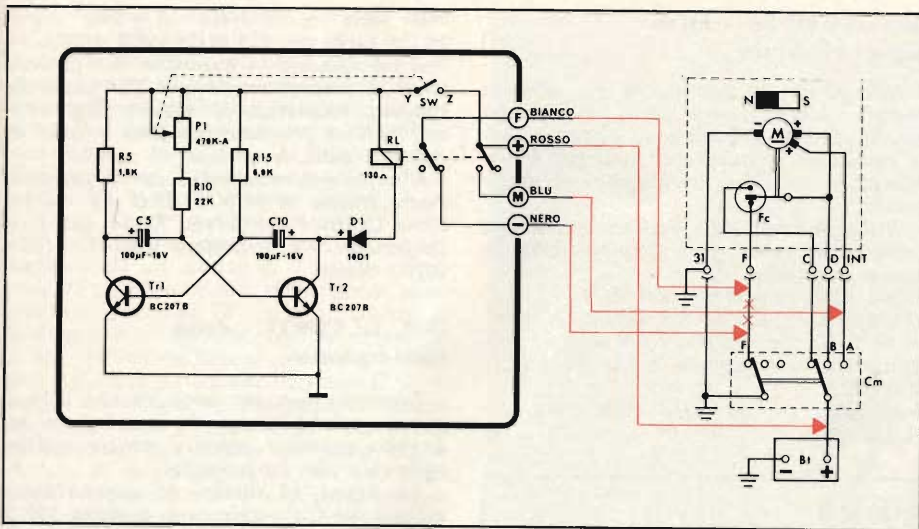



Fig. 9 - Collegamento dell'U 707 ad un motorino a due velocità utilizzando la connessione per la velocità più alta.

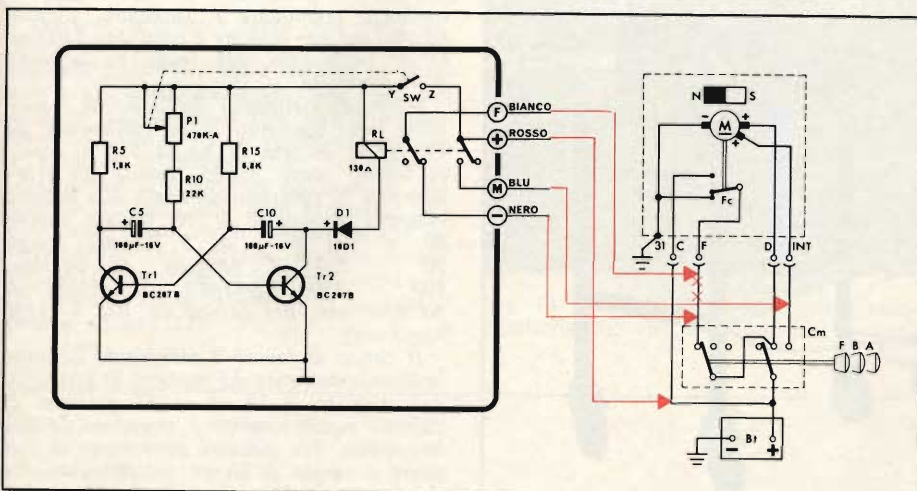
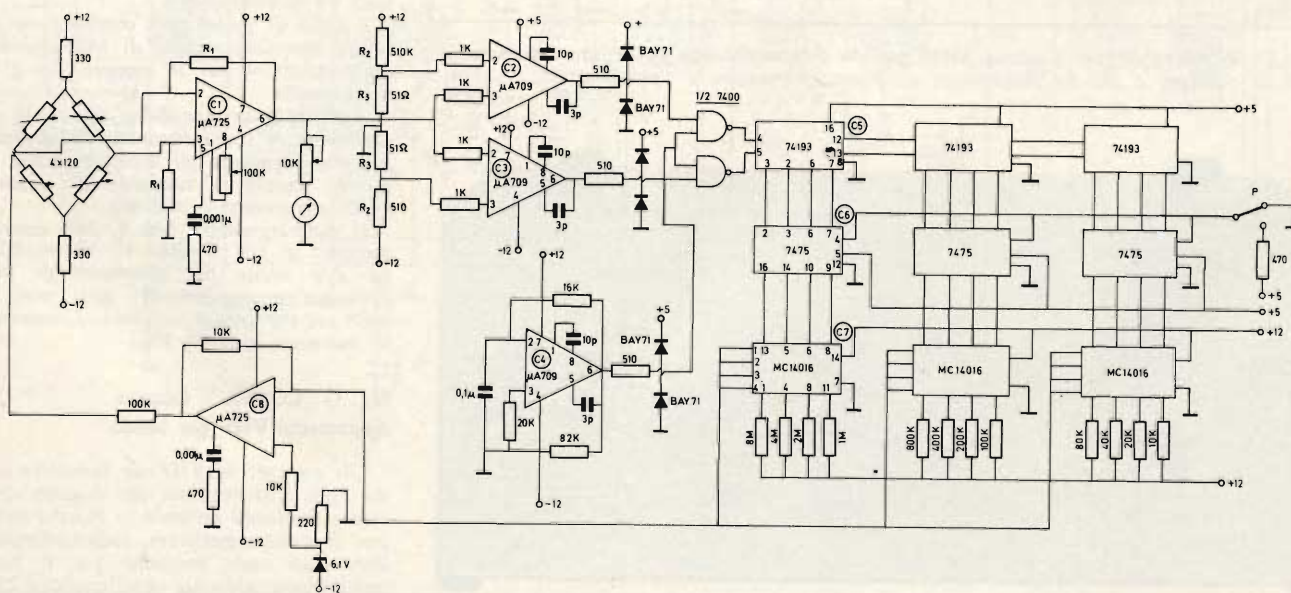



Fig. 10 - Altro collegamento dell'UK 707 ad un motorino a due velocità con connessione alla velocità più alta.

ficato dal circuito integrato C1 il cui guadagno è funzione della resistenza R1 e che è possibile controllare tramite il milliamperometro. Contemporaneamente il segnale di uscita è comparato con i circuiti integrati C2 e C3 mediante un segnale di riferimento che si ha ai capi dei due resistori R2 e R3 il cui valore è leggermente superiore allo zero (1,2 mV), che rappresenta il limite di soglia, per evitare fenomeni di instabilità quando il segnale di uscita si avvicina allo zero.

L'uscita del circuito comparatore è inviata alle porte Y che permettono il passaggio degli impulsi generati dal multivibratore, costituito dal circuito integrato C4 ed ai circuiti contatori. Le uscite dei contatori fanno capo all'entrata del circuito C6 che memorizza il valore del contatore nel momento in cui si agisce sul pulsante. L'interruttore analogico C7 e l'amplificatore operazionale C8 sono montati come convertitori digitali-analogico il cui valore attua l'azzeramento del ponte. Lo stesso schema può essere anche usato in alcuni casi particolari per memorizzare un disquilibrio del ponte il cui valore si può prendere come riferimento.

Sig. F. MARCHIORI, - D. SARTI, - G. CORTI
Pubblicazioni varie

Sui vari argomenti che ci sono stati richiesti consigliamo l'acquisto dei seguenti volumi:

P. Hémardinquer, LA MECANIQUE DES MAGNETOPHONES ACTUELS, *168 pagine, numerosi schemi elettrici, Librairie Perisienne de la Radio, 43 rue de Dunkerque, 75010 Paris, prezzo 34 fcs.*

P. Hémardinquer, MAINTENANCE ET SERVICE HI-FI. *Entretien, mise au point installation e dépannage. 384 pagine, schemi e tabelle. Librairie Parisienne de la Radio. Prezzo 50 fcs.*

Portierie - STEAM VAPEUR DAMPF, *192 pagine, stesso editore di cui sopra. Prezzo 40 fcs.*

O. Berliner COLOR TV STUDIO DESIGN & OPERATION FOR CATV, SCHOOL & INDUSTRY. *Si tratta di un*

Fig. 11 - Schema elettrico di un amplificatore a ponte resistivo con sistema di bilanciamento regolato automaticamente.

libro che risponde a tutti i quesiti che si pongono frequentemente i gestori ed i tecnici degli studi TV. E' edito da TAB BOOKS Blue Ridge Summit, Pennsylvanya 17214. Prezzo UDA 9,95 dollari.

M. Krivocheiev e V. Dvorkovitch sono gli autori di MEASUREMENTS IN TELEVISION CHANNELS. *Un volume che tratta in modo completo le misure che si eseguono comunemente nei canali TV bianco e nero e a colori SECAM, NTSC e PAL. Editore MIR, 129820 Moskva I - 110, GSP, Pervy Rizhsky Pereulok 2, oppure Associazione Italiana-URSS, Via Edilio Raggio 2 Genova.*

ARRL - Manual de Radio para aficionando 1974 - *Edizione ARBO' SAC Avenida Maryin Garcia, 653 Buenos Aires.*

Spett. CO.ME.SA - Milano
Segnali bioelettrici

Ritengo che le trasmissioni via radio di segnali biolettrici siano parte integrale dei servizi speciali ai quali sono assegnate delle particolari frequenze comuni per le applicazioni mediche, scientifiche ed anche industriali.

Il Regolamento delle Radiocomunicazioni prevede per tali servizi l'impiego delle seguenti frequenze:
13560 kHz *(±0,05% - RR 217).*
27120 kHz *(± 0,6% - RR 225).*
40.68 MHz (± 0,05% - RR 236).
915 MHz, *solo regione 2 (± 13 MHz - RR 340).*
2450 MHz *(± 50 MHz - RR 357).*
5800 MHz *(± 75 MHz - RR 391).*
24.125 GHz *(± 125 MHz - RR 410C).*

Il regolamento in questione non prevede limiti di potenza mentre per ciascuna delle suddette frequenze, al numero degli articoli indicati fra parentesi fissa i limiti di stabilità della frequenza.

Ulteriori informazioni in merito potranno essere chieste al MINISTERO PT - Direzione Centrale dei Servizi Radio elettrici - Divisione 1 - V. Cristoforo Colombo, 153 - 00100 Roma.

Dott. G. CORTI - Roma
Ciclo-ergometro

Rispondo con un certo ritardo al suo quesito poiché soltanto in questi giorni mi è stato possibile reperire notizie sull'apparecchio che La interessa.

La figura 12 illustra le caratteristiche esterne del Ciclo-ergometro, modello 380 B della Siemens Elettra *che è stato progettato espressamente per studi psico-fisici, per la determinazione dell'effetto allenamento sugli atleti, la determinazione dell'effetto allenamento su pazienti, durante la riabilitazione, ed ovviamente per la diagnostica cardiaca, polmonare e vascolare. L'apparecchio nel suo insieme è costituito dall'unità di pedalaggio, dal telaio e dall'unità di regolazione.*

I circuiti elettronici dell'unità di regolazione sono contenuti in un contenitore da 19" come mostra la figura 13. Il carico di lavoro viene fissato tramite un selettore con 50 posizioni differenti che variano ciascuna a scalini di 10 W nel campo 20 ÷ 500 W e di 5 W nel campo 20 ÷ 250 W (oppure, in opzione, 100 ÷ 2500 kpm/min, in gradini di 50 kpm/min, nel campo da 100 ÷ 1250 kpm/min).

Il carico di lavoro è mantenuto costante indipendentemente dal numero di giri della pedivella, tra i 35 ed i 120 giri/min. Il corretto funzionamento è segnalato da due lampadine. Tre pulsanti permettono di scegliere il carico di lavoro indipendetemente dal numero di giri (potenza costante), il carico di lavoro direttamente proporzionale al numero di giri (momento costante), mentre l'ultimo pulsante serve per la taratura ed il controllo.

L'unità di pedalaggio contiene un generatore con ingranaggio di trasmissione ed un trasduttore per il numero dei giri ed il momento.

Applicata al manubrio del telaio vi è una barretta porta strumenti sulla quale si possono installare gli accessori come tacometro, scatola di raccordo del cavo per ECG, manometri e così via.

Il ciclo-ergometro 380 B, può essere alimentato a 110 ÷ 220 V, 50 ÷ 60 Hz. Le due uscite per strumenti di misura (potenza e numero dei giri) sono previste per corrente 0 ÷ 1 mA. L'assorbimento massimo è di 90 VA.

Sig. G. COSTA - Genova
Apparecchi VHF per bordo

Gli apparecchi VHF da installare a bordo delle imbarcazioni da diporto devono essere realizzati secondo le Norme tecniche per il ricetrasmettitore radiotelefonico di bordo ad onde metriche per il servizio mobile internazionale canalizzazione 25 kHz *emanato con Decreto Ministeriale del Ministro delle PT di concerto con il Ministro*

Fig. 12 - Ciclo-ergometro, Siemens 380B, per la determinazione dell'*effetto allenamento* su atleti, pazienti e per la diagnostica cardiaca, polmonare e vascolare.

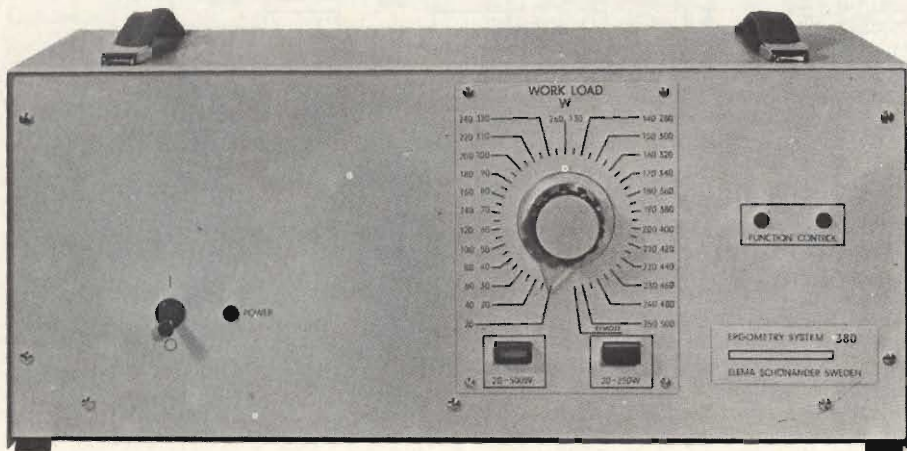



Fig. 13 - Unità elettronica di regolazione del ciclo-ergometro di cui alla figura precedente.

della Marina Mercantile. I prototipi oltre ad essere sottoposti alle prove tecniche vere e proprie dovranno sottostare alle seguenti prove: prova climatica allo scopo di accertare che l'apparecchio trovandosi in condizioni estreme di temperatura e di umidità non subisca danni e sia in grado di funzionare (prove al caldo e al freddo +55 °C ÷ −10 °C e prova al caldo umido 12 ore a + 40 °C con umidità del 93%). Prova allo stillicidio, durante il normale funzionamento da un altezza di 2 m sono fatte cadere sull'apparecchio delle gocce d'acqua distanziate di 10 cm con cadenza di una goccia al minuto per la durata di 2 ore. All'interno non si dovranno trovare gocce d'acqua. Prova alla corrosione, si impiega una soluzione costituita da acqua con concentrati i seguenti sali: cloruro di potassio 0,07%, cloruro di sodio 2,7%, cloruro di magnesio 0,6%. Con tale soluzione l'apparecchio sarà sottoposto ad uno spruzzo nebulizzato delle superfici esterne per un ora. Detta prova sarà ripetuta quattro volte intervallando l'una dall'altra un periodo di 5 giorni durante il quale l'apparecchio sarà mantenuto alla temperatura di 40 °C con umidità compresa fra il 60% e l'8%.

Bisogna però tener conto che, come per molte altre norme caratteristiche della legislatura italiana, è stata lasciata la porta aperta alle bustarelle. Infatti una nota precisa che l'apparecchio sarà sottoposto alle prove di stillicidio e di corrosione solo se a giudizio dell'esaminatore l'ispezione a vista non è sufficiente ad accertare la protezione allo stillicidio e la resistenza alla corrosione (sic!). Penso comunque che sia interesse di chi acquista apparecchi del genere accertarsi che il loro funzionamento sia garantito anche in condizioni ambientali avverse (figura 14).

Fig. 14 - Gli apparati radio per i servizi di bordo debbono rispondere a particolari caratteristiche che sono previste da apposite norme ministeriali.

Fig. 15 - Schema elettrico originale del ricevitore surplus per radiofari, modello BC 1206A - gamma 200 ÷ 400 kHz.

Fig. 16 - Disposizione circuitale da adottare per misurare l'impedenza della bobina mobile di un altoparlante.

Sig. D. MORANDI - Bologna
Apparecchio del surplus BC 1206 A

Il BC 1206 A era utilizzato per la ricezione dei radiofari della gamma 200 ÷ 400 kHz, il valore della media frequenza è di 142,5 kHz e non di 170 kHz. Le due uscite commutabili internamente hanno l'impedenza di 300 Ω e 4000 Ω. La potenza di uscita non supera i 150 mW perché si tratta di un ricevitore previsto per l'ascolto in cuffia.

La figura 15 si riferisce allo schema originale del ricevitore BC 1206 A. Per ricevere la descrizione completa in lingua inglese dovrà inviare il solito importo.

Sig. SCARPELLI - Napoli
Impedenza di una bobina mobile

Per misurare la resistenza ohmica, in corrente continua, della bobina mobile di un altoparlante si può utilizzare un tester nella posizione di ohmmetro. Il risultato dovrà essere moltiplicato per un coefficiente «k» per ottenere il valore dell'impedenza. In Europa tale coefficiente è considerato corrispondente a 1,5 negli Stati Uniti invece a 1,25.

Ovviamente si tratta di un metodo piuttosto grossolano mentre il metodo che segue è senz'altro più tecnico.

Come mostra la figura 16-a l'altoparlante ed il relativo trasformatore debbono essere lasciati normalmente inseriti. In parallelo alla bobina mobile si collega lo strumento universale commutato per la misura «tensione alternata» mentre all'ingresso dell'amplificatore, oppure della sezione di BF se si tratta di un ricevitore, si invia un segnale modulato a 400 Hz, di giusto livello, regolando il potenziometro di entrata in modo da ottenere la lettura sul voltmetro di un certo valore che nel nostro caso supponiamo sia di 2,5 V. Senza modificare la posizione del potenziometro si staccherà dal circuito l'altoparlante rimpiazzandolo con una resistenza variabile, ossia un reostato, (indicato in figura con le lettere Rh), che dovrà essere del tipo a filo e di un valore massimo di 30 Ω, come mostra la figura 16-b.

Si riaccenderà l'amplificatore il generatore di segnali ed agendo sulla resistenza Rh si cercherà di ottenere sullo strumento la stessa lettura che era stata fatta in precedenza cioè (nel nostro caso ovviamente) 2,5 V. A questo punto sarà sufficiente staccare dal circuito Rh e misurare, tramite l'ohmetro, la sua resistenza. Il valore trovato corrisponderà all'impedenza della bobina mobile alal frequenza di 400 Hz.

Sig. LUIS PENA ISCET/TECH - Montevideo
Apparecchi del surplus
Pubblicazioni sul surplus

Come Le ho scritto direttamente le pubblicazioni del surplus «SURPLUS RADIO CONVERSION MANUAL», devono essere richieste a: «EDITORS AND ENGINEERS Ltd, New Augusta Indiana (USA)» i quali ci risulta ne abbiamo ancora alcune copie.

Per quanto concerne il manuale in lingua tedesca, sempre relativo al surplus, provi a rivolgersi alla FRANZIS-VERLAG, Postfach 37 01 20, 8000 München 37 (Germania RF).

Sugli altri argomenti risponderò nuovamente per lettera.

Sig. G. BALBONI - Roma
Diametro dei conduttori (B & S)

Nella seguente tabella sono riportate le corrispondenze in millimetri e la resistenza in Ω/km a 20 °C dei conduttori il cui diametro è indicato secondo l'American Wire Gauge (B & S).

A.W.G. n°	Diametro mm	Resistenza (Ω/km) a 20 °C
11	2.305	4.134
12	2.053	5.210
13	1.828	6.571
14	1.628	8.284
15	1.450	10.45
16	1.291	13.18
17	1.150	16.61
18	1.024	20.95
19	0.9116	26.39
20	0.8118	33.30
21	0.7229	41.99
22	0.6439	52.95
23	0.5733	66.80
24	0.5105	84.22
25	0.4547	106.20
26	0.4049	133.9
27	0.3607	168.9
28	0.3211	212.9
29	0.2859	268.6
30	0.2547	338.6
31	0.2268	426.8
32	0.2019	534.4

CERCO - OFFRO - CAMBIO

Chi desidera inserire avvisi, deve scrivere alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.
La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

● **CERCO** - annata completa 1970 di Selezione Radio TV a L. 5.000 (spese postali a mio carico) scrivere a
Carlo Antonini - Via S. Lorenzo 45-a - 25060 Cagozzo.

● **CERCO** - trasmettitore FM almeno 5 W da 88 ÷ 108 MHz (rispondo a tutti)
Donato Dalla Valle - Via Roma - 36040 Salcedo - tel. 0445-82233.

● **CERCO** - materiale anche sorpassato, baracchino anche fuori uso, possibilmente in dono.
Roberto Bolpagni - Via Monte Grappa IVa - 25050 Rodegno Saiano

● **CERCO** - BC312 o BC348 o R392 Collins e RTX CB con SSB prezzo da determinare
Gianni Simonati - 24010 Branzi (BG).

● **CERCO** - annata completa di SELEZIONE RADIO TV 1968.
Ditta Cardinale Anna - Radio TV elettrodomestici - 93014 Mussomeli

● **CERCO** - relè per telescrivente Olivetti T2CN, il tipo con regolazione graduata 50-0-50 usato sulle prime serie di T2CN.
Ferruccio Rossi - Vicolo Chiuso Riboni, 8 - 28010 Colazza.

● **OFFRO** - manuale di elettronica utile per il progetto teorico di circuiti a L. 3.500.
Enciclopedia grafica «Imago Mundi» 4 volumi a L. 40.000. Calcolatrice 4 operazioni risultato 12 cifre a 20.000 + allarme elettronico S.R.E. L. 8.000 da riparare.
Massimo Moretto - Via Principe Amedeo, 12 - 10123 Torino

● **OFFRO** - circuiti stampati fotoincisi professionali su vetronite. Eseguo L. 15 il cm² e L. 2 il foro. Ricavati da carta da lucidi o da riviste. Spedizione entro 48 ore.
Giovanni Banci - Via di Porto, 39 - 50010 Olmo - Scandicci.

● **OFFRO** - i seguenti francobolli:
S. MARINO dal 1962 al 1970, quasi completo, tutti in album con taschine conservati perfettamente; ITALIA 1968-69 tutti a prezzi di catalogo Bolaffi. In regalo 20 serie nuove di Guernsey e Jersey e fogli king con taschine per tutte le serie inseriti in un raccoglitore. Eventualmente cambio il tutto con oscillografo a transistore perfettamente funzionante pagando la differenza (indicare marca, anno di fabbrica, banda passante, sensibilità e accessori).
Maurizio Lazzaretti - Via Furini, 184 - 27058 Voghera - tel. 0383-40519.

● **OFFRO** - oscilloscopio a raggi catodici e televisore sperimentale della Scuola Radio Elettra Torino, appena terminati, funzionanti, con schemi e istruzioni relative a L. 130.000.
Giovanni Melegari - Via Cornetole, 18 - 42024 Castelnuovo Sotto - Tel. 0522-683.605 (ore pasti).

● **OFFRO** - moltissime riviste di elettronica e libri di elettronica in buone condizioni. A richiesta invio elenco dettagliato gratis.
Francesco Daviddi - Via Ricci, 5 - 53045 Montepulciano.

● **OFFRO** - Oscilloscopio solartron, doppio cannone, doppio canale, triggherato, automatico, 2 linee ritardo, DC-6 MHz, 10 mV/cm, recente costruzione, classe professionale, 29 tubi, 16 semiconduttori, manuale L. 300.000.
Signal generator, 75 kHz - 50 MHz, 6 gamme, modulazione int. 400 Hz, attenuatore a scatti e fine, funzionante, libretto originale, senza cristallo L. 20.000. Ricevitore Siemens, 5 gamme, 520 ks/s - 18,5 Mc/s, funzionante, privo di mobile L. 10.000. Accensione elettronica a scarica catodica N.E., completa contenitore, da finire di cablare L. 15.000. Antenna elettrica automatica Hirschmann, tipo 7500 D, funzionante L. 10.000. Automodello MOVOSPRINT SPORT 5200, completo di motore a scoppio L. 20.000. Imbarcazione in compensato marino 3,60x1,25 mt., vaso con rotelle, motore 4 HP Penta, remi, perfette condizioni L. 250.000.
Marco Selleroni - Via S. Giovanni D'Acri, 3 - 30126 Venezia Lido.

● **OFFRO** - CB Sommerkamp TS660S - 60 canali AM con microfono preamplificato - nuovo imballo con garanzia a L. 190.000. - Amplificatore lineare 100 W AM/SSB valvolare — efficientissimo — buono stato a L. 110.000. - Alimentatore stabilizzato — regolabile fino a 25 V - 10 A — nuovo a L. 70.000. Tratto solo con Milano e provincie Como, Varese, Novara, Bergamo, Brescia, Cremona e Pavia.
Silvio Veniani - V.le Cassiodoro, 5 - 20145 Milano.

● **OFFRO** - TRASMETTITORI in portante controllata 5 W input 4 W out valvolari, completi di microfono da tavolo con tuner 4000, valvole, relè scambio antenna e alimentazione, presa per PL259. Impedenza uscita regolabile da 50 ÷ 80 Ω forniti perfettamente funzionanti Alim. 220 Vc.a. L. 25.000. Tuner 40 dB con microfono regolabile ottimi anche esteticamente da tavolo L. 15.000. Amplificatori 10 W L. 7.500. Alimentatori stabilizzati con protezione 3 A 12 V. Montati in scatole eleganti con interruttore boccole e spia montati sul frontale L. 9.000. Eseguo circuiti stampati vetronite L. 15 cm². Vendo baracchino Side band 2 S.B.F. AM-SSB 5-15 W L. 210.000, 1 anno di vita.
Scrivere a: Piero Maccaglia - 05020 Castel Dell'Aquila.

● **OFFRO** - circuiti stampati progettati ed eseguiti da me con il metodo della fotoincisione; esecuzione su vetronite semplice e doppio rame.
Francesco Musso - Via Cavallotti, 23 - 12100 Cuneo.

● **OFFRO** - pianoforte professionale elettronico polifonico in scatola di montaggio o a parti staccate premontate, o già montato e collaudato. E' a 61 tasti con effetti: piano - harpsychord - spinet e sustain in tutti i registri. Uscita per amplificatore esterno e per pedale sustain. In elegante mobiletto portatile con gambe di sostegno smontabili. Invierò foto e caratteristiche gratis previa francorisposta scrivere a:
P. Scocco - Via Stoppani, 2 - 62012 Civitanova Marche.

● **OFFRO** - Chitarra basso nuova (2 mesi), imitazione Gipson, completa di custodia L. 80.000. Ricevitore OM-OC-FM-OL potenza 4 W L. 6.000. Amplificatore stereo 5 + 5 W L. 6.000. Casse acustiche complete di Woofer e tweeter potenza 25 W L. 20.000.
Roberto Lodi - Via Lamarmora, 4 - 46034 Governolo.

● **OFFRO** - Hallicrafters SW 133, ricevitore copertura continua 0,5 ÷ 30 MHz, allargatore di banda per 80, 40, 20, 15, 10 metri e 49, 31, 25 e 19 metri, filtro a quarzo, selettività 0,5/2,5/5 kHz, rivelatore a prodotto per SSB. Perfetto come nuovo in imballo originale. A richiesta fornisco fotocopie del depliant. Prezzo lire 220.000. Vendo inoltre XR 1000 e BC312 media a quarzo revisionato.
Aldo Donadeo - Via F. Carcano, 20 - 20149 Milano - tel. 02-4683673

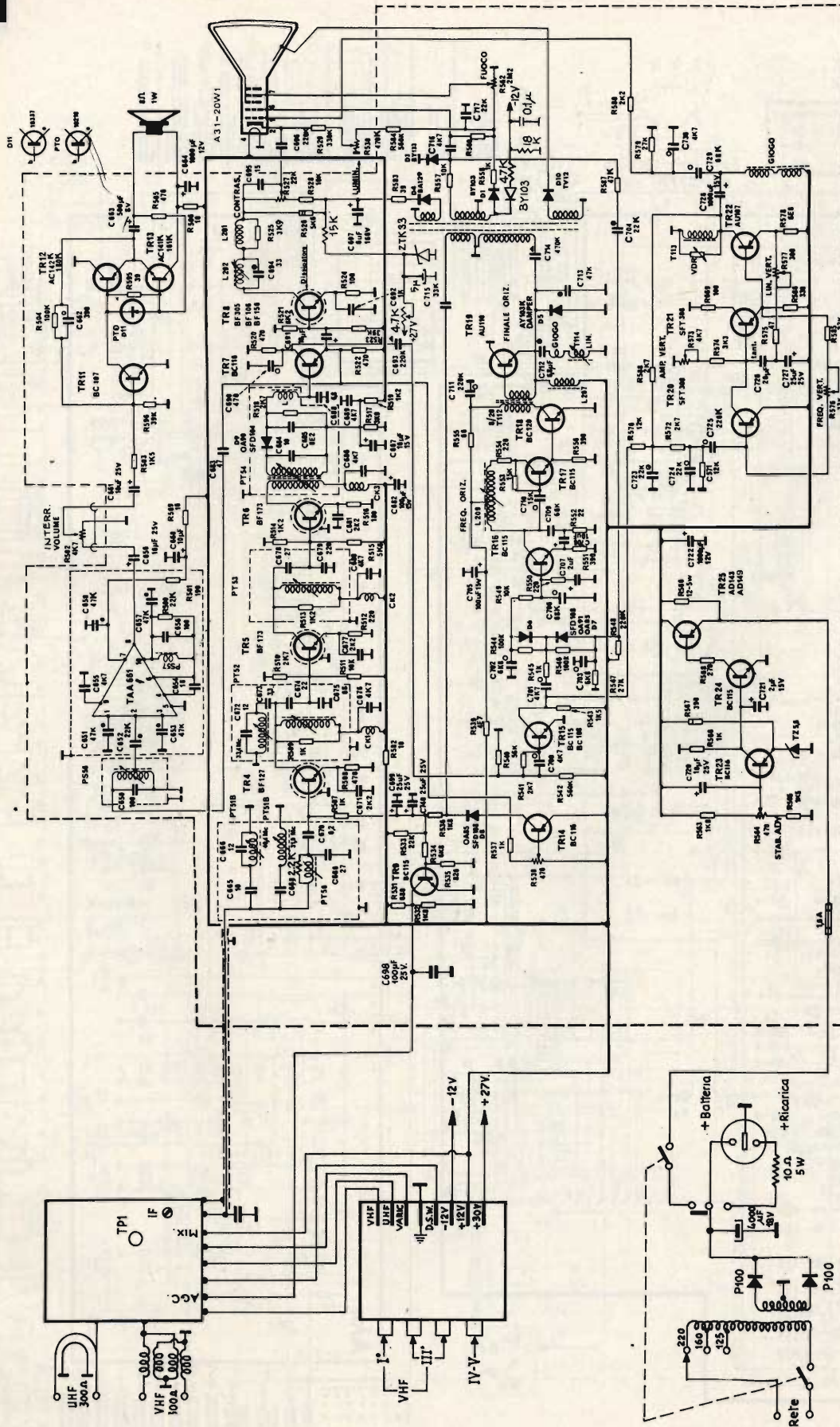
● **OFFRO** - trasformatori con tensioni e correnti a richiesta per circuiti stampati e non. Alimentatori stabilizzati.
Franco Tantillo - Via Asiago, 55 - 20021 Bollate.

● **OFFRO** - Variac standard Co. USA, entrata 220, uscita 0-270, 2 x 2 KVA, totale 4 KVA L. 50.000. APX6, Rx-Tx modificato 1296 MHz, alimentatore e modulatore entrocontenuti, perfetto, più antenna elica stessa frequenza L. 60.000. 5BP1, ricambio nuovo, completo di schermo e zoccolo L. 20.000 (solo tubo L. 15.000). 9HP7, a lunga persistenza, nuovo, uso SSTV, originale USA L. 20.000.
i4BKM Gianguido Colombo - Via Ancona, 3 - 43100 Parma tel. 0521-71662.

● **OFFRO** - riviste n. 10 Sperimentare 68/70 - n. 7 ELETTRONICA PRATICA giugno/dicembre 72; n. 12 ELETTRONICA PRATICA anno 1973. Totale n. 29 riviste per L. 11.000 comprese spese per pacco postale ordinario. Rispondo a corrispondenza affrancata.
Luigi Zippo - Via Marchese di Montrone, 103 - 70122 Bari.

● **OFFRO** - ODYSSEY nuovissimo, con fucile e 15 giorchi elettronici, ancora da sballare: PING-PONG, TENNIS, BATTAGLIA NAVALE, ROULETTE, HOCKEY, SCI, COMBATTIMENTO AEREO, TIRO BERSAGLIO, ecc. valore Lit. 203.000. Interessandovi lo cedo Lit. 130.000.
Fabio Bergamini - Via Quinto Publicio, 19 - 00175 Roma - tel. 06-74.73.773.

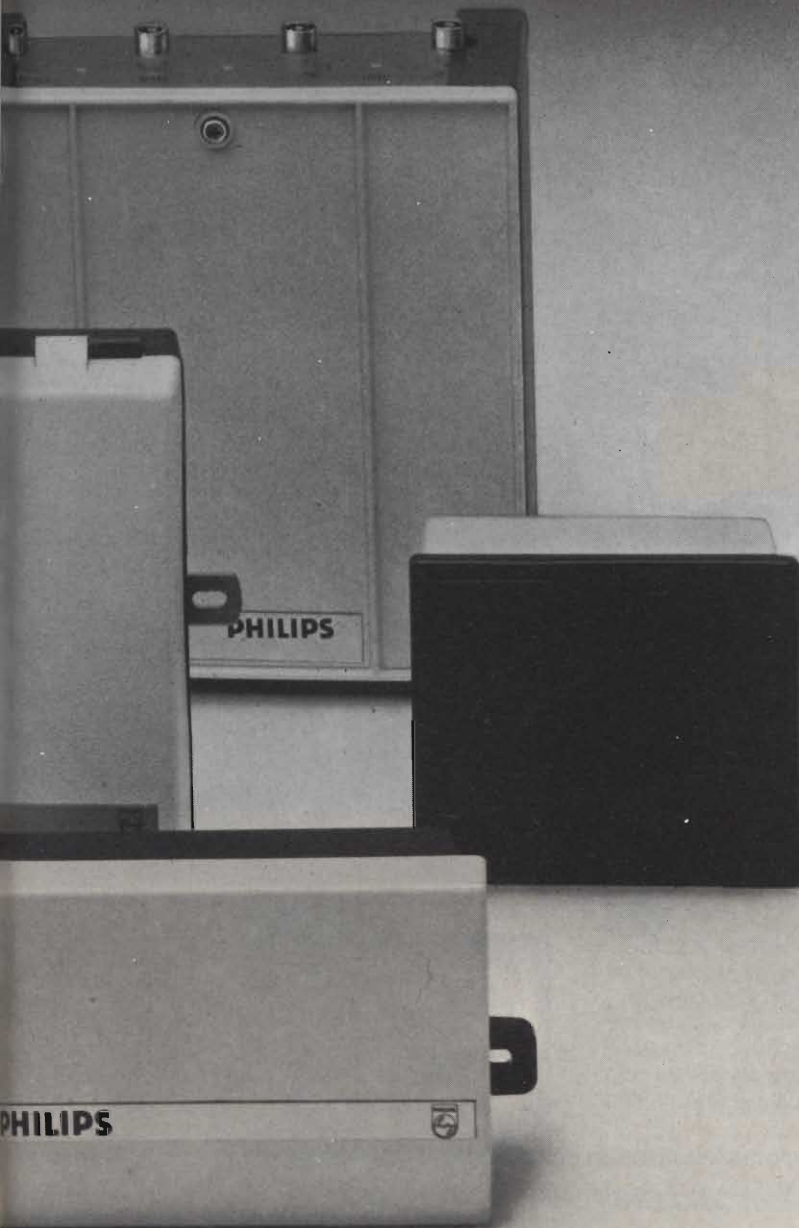
● **CAMBIO oppure VENDO** - Heterodyne frequency meter and crystal calibrator modello TS 323/UR da 20 ÷ 480 MHz (praticamente è il BC 211 oltre i 20 MHz) in ottime condizioni, revisionato in U.S.A. con ricevitore anche usato per radioamatori a gamma continua (0,5 MHz a 30 MHz).
Giuliano Baldi - Via Caboto, 57 - 50100 Firenze - tel. 055-436.223.

● **CAMBIO oppure cedo** - nuovi e surplus (raddrizzatori, variabili, transistori, SCR, integrati ecc). basette circuiti hi-fi (pre., ampli., alimentatori stabilizzato ecc). casse diffusori, piastre stereo, offro gratis consulenza per realizzazione ambientale trifonici o quadrifonici più parti.
Puglisi - Via S. Maria Assunta, 46 - 35100 Guizza - Padova.

Televisore Panart - mod. Perugino 12''.

Televisore Autovox Super Smeraldo da 24" - mod. 973A.

Televisore CGE Telaio T220.

Non chiedete alla Philips del suo materiale d'a Chiedetelo a quegli installa soltanto materiale d'ante

cosa pensa ntenna. tori che usano nna Philips.

Philips mette a disposizione una gamma di prodotti, per ogni esigenza di impianto:

Antenne radio e TV, per canali nazionali e da ripetitori di programmi esteri.

Amplificatori a larga banda e di canale, con elevata affidabilità di funzionamento e di impiego.

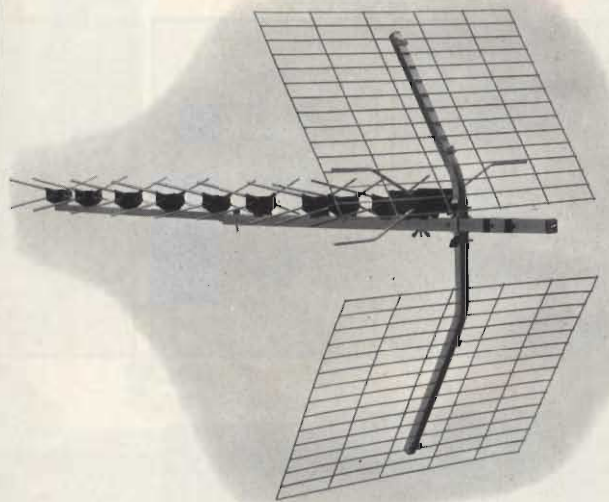
Preamplificatori di canale e con A.G.C. ad elevata sensibilità di ingresso.

Convertitori da palo per canali in banda Vª da ripetitore.

Componenti passivi: prese tipo serie resistive ed induttive, prese terminali - derivatori e ripartitori ibridi.

Cavi coassiali a bassa perdita ed a basso fattore di invecchiamento, con isolante di tipo espanso e compatto.

Teledistribuzione amplificatori, componenti e cavi speciali per impianti particolari destinati alla medio-grande distribuzione di sistemi multicanale via cavo.

Assistenza in fase di progetto di installazione e di collaudo delle reti TV.

Sistemi Audio Video

PHILIPS

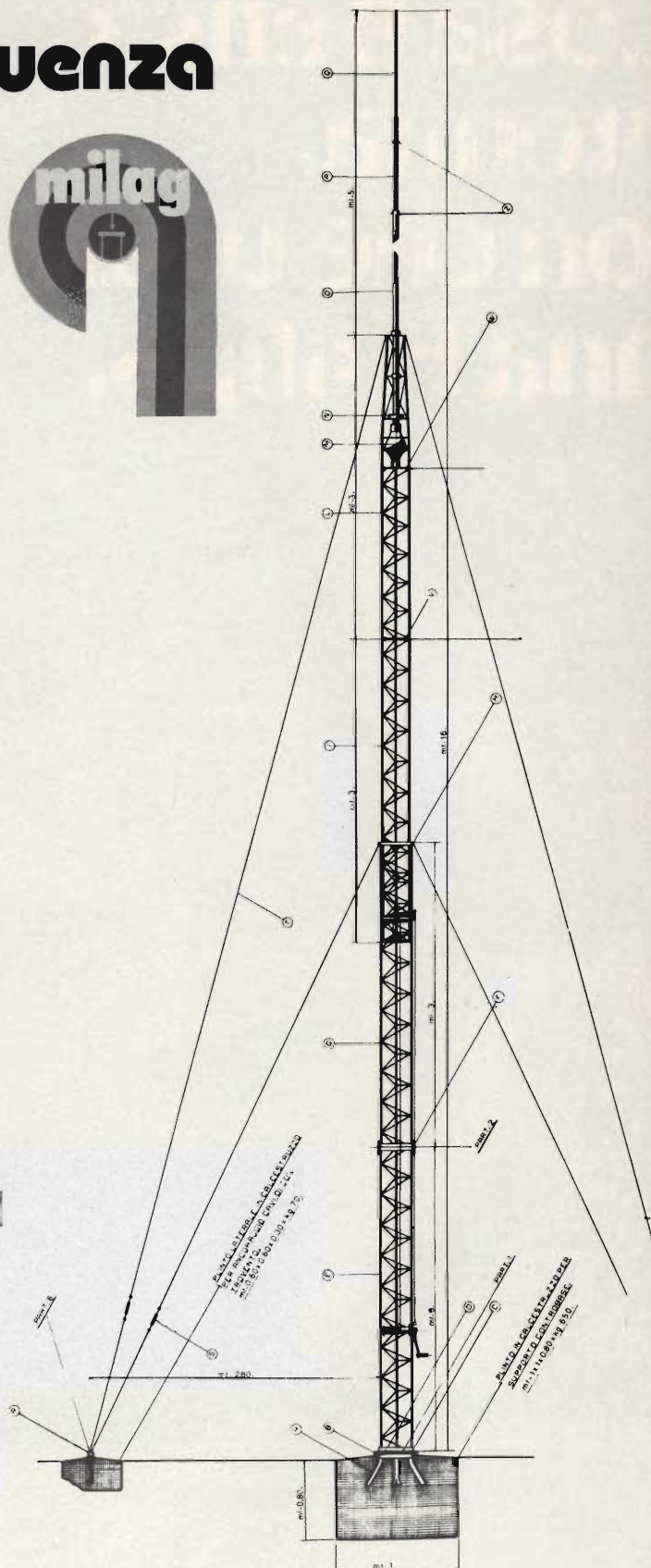
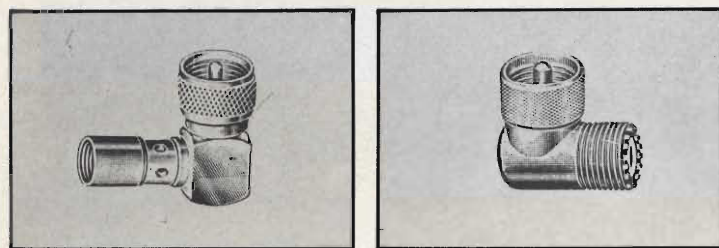
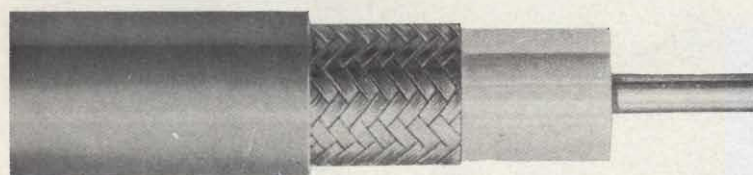
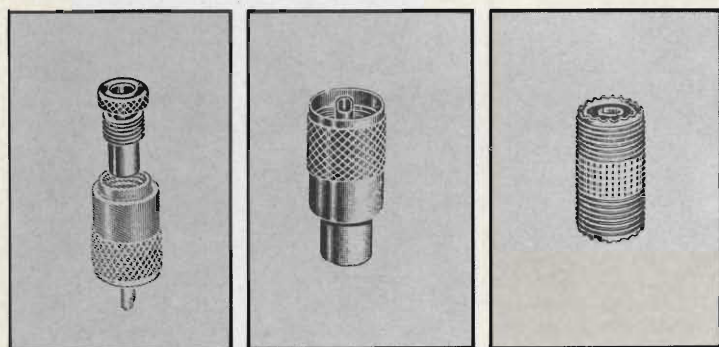
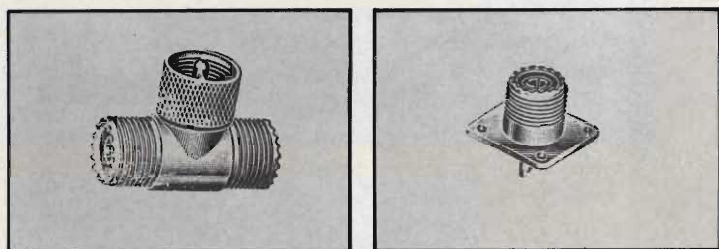
PHILIPS S.p.A. - Divisione Sistemi Audio-Video - V.le F. Testi, 327 - 20162 Milano - Tel. 6436512-6420951

Sono interessato alla vostra produzione e vi prego di spedirmi:

☐ Catalogo generale materiali d'antenna.

☐ EDS informazioni regolarmente.

SETTEMBRE - Selezione Radio TV

tutto per l'alta frequenza
milag

Le forti piccole pile HELLESENS

MN-9100 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 550 mAh
Dim.: Ø 11,90 x 28,62
II/0136-05

MN-1500 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 1,8 Ah
Dim.: Ø 13,97 x 49,28
II/0136-03

MP-401H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 800 mAh
Dim.: Ø 11,68 x 28,44
II/0138-05

RM-1H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: Ø 15,75 x 16,38
II/0138-00

PX-14 al mercurio
Tensione: 2,7 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: Ø 16,64 x 15,45
II/0135-02

PX-1 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: Ø 15,75 x 16,38
II/0135-00

PX-23 al mercurio
Tensione: 5,6 V
Capacità: 100 mAh
Dim.: Ø 15,24 x 19,50
II/0135-03

PX-675 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 160 mAh
Dim.: Ø 11,56 x 5,21
II/0135-08

RM-625H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 350 mAh
Dim.: Ø 15,50 x 5,92
II/0138-07

MP-675H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 210 mAh
Dim.: Ø 11,4 x 5,1
II/0138-12

PX-625 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: Ø 15,5 x 5,92
II/0135-05

PX-640 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 500 mAh
Dim.: Ø 15,75 x 11,05
II/0135-06

PX-825 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 300 mAh
Dim.: Ø 23,10 x 5,90
II/0136-02

Le pile Hellesens al mercurio e al manganese, sono un concentrato di energia.

Hanno una durata superiore, perché costruite con estrema accuratezza usando materiali selezionati.

Durata superiore significa anche maggiore affidabilità: le pile Hellesens assicurano un'alimentazione con tensione costante fino all'ultimo.

la pila danese più venduta nel mondo.

Giradischi HI-FI

PROGRAMMA DI VENDITA G.B.C.

SUI PREZZI DI LISTINO INDICATI E SU QUELLI DI TUTTI GLI ALTRI ARTICOLI LA **G.B.C.** PRATICHERA' UNO SCONTO SPECIALE DEL **10**%

Marca	Modello	Prezzo
THORENS	TD-166	L. 130.000
	TD-125 MK II	» 225.000
	TD-145	» 165.000
	TD-126	» 310.000
	TD-160	» 145.000
Lenco	B-55	L. 68.000
	L-75	» 85.000
	L-78	» 110.000
	L-75 S	» 105.000
	L-65	» 125.000
	L-85 T.C.	» 185.000
	L-60	» 110.000
	L-62	» 115.000
	L-90	» 198.000
Dual	CS-430	L. 69.000
	CS-1224	» 130.000
	CS-1225	» 150.000
	CS-1226	» 210.000
	CS-510	» 220.000
	CS-1228	» 250.000
	CS-601	» 280.000
	CS-1249	» 290.000
	CS-701	» 430.000
ELAC	22 H	L. 135.000
	77 H	» 95.000
	610	» 59.000
Garrard	85 SB MK II	L. 162.000
	85 SB	» 89.000
	SP 25	» 74.000
	35 SB	» 89.000
	125 SB	» 99.000
	ZERO 100 S.B.	» 165.000
SONY	PS-1350	L. 165.000
	PS-2350	» 275.000
	PS-4750	» 440.000
B&O	Beogram 1001	L. 95.000
	Beogram 1202	» 190.000
	Beogram 3000	» 240.000
BSR McDONALD	Mc Donald P 157	L. 79.000
	Mc Donald HT 70	» 65.000
PHILIPS	GA 214	L. 55.000
	GA 427	» 119.000
	GA 418	» 138.000
	GA 209 S	» 295.000
	GA 212	» 159.000
COLLARO	B 700	L. 28.000
	B 800	» 57.000
	P 800	» 58.000
	P 900	» 71.000
	B 900	» 74.000

Richiedete dati tecnici presso tutte le sedi GBC

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.
Codice TS/2103-00

mod.
DM2

Prezzo:
L. 185.000
I.V.A. INCLUSA

MULTIMETRO DIGITALE

CARATTERISTICHE TECNICHE

VOLT C.C.

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC. CONTINUO
1 V	0,3% ± 1 c	100 MΩ	1 mV	350 V
10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV	1.000 V
100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	100 mV	1.000 V
1.000 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 V	1.000 V

VOLT C.A.

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	GAMMA FREQ.	MAX. SOVRACC.
1 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/70 pF	20 Hz - 3 kHz	300 V
10 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
100 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
1.000 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V

CORRENTI CONTINUE

PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC.
1 mA	0,8% ± 1 c	1 kΩ	1 μA	1 A (con fus.)
10 mA	0,8% ± 1 c	100 Ω	10 μA	1 A
100 mA	0,8% ± 1 c	10 Ω	100 μA	1 A
1.000 mA	2,0% ± 1 c	1 Ω	1 mA	1 A
100 μA	2,0% ± 1 c	10 kΩ	100 nA	10 mA

CORRENTI ALTERNATE

PORTATA	PRECISIONE	GAMMA DI FREQ.	MAX. SOVRACC.
1 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A (con fus.)
10 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A
100 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A
1.000 mA	2,0% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz	1 A

RESISTENZE

PORTATA	PRECISIONE	CORR. DI MISURA	PROTEZ. SOVRACC.
1 kΩ	1,0% ± 1 c	1 mA	± 50 Vc.c. oltre il quale limite funziona un fusibile da 50 mA
10 kΩ	1,0% ± 1 c	100 μA	
100 kΩ	1,0% ± 1 c	10 μA	
1.000 kΩ	1,0% ± 1 c	1 μA	
10 MΩ	2,0% ± 1 c	100 nA	

N.B. La tensione a circuito aperto è di circa 5,3 V.

il tecnico in Kit

UK 425/S
Box di condensatori
100 ÷ 1500 pF
2,2 ÷ 220 nF

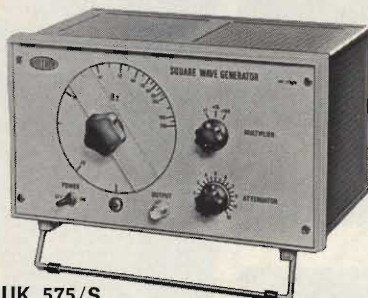
UK 415/S
Box di resistori
1 ÷ 100 MΩ

UK 440/S
Capacimetro a ponte
10 pF ÷ 1 μF

UK 570/S
Generatore di segnali B.F.
10 Hz ÷ 800 kHz

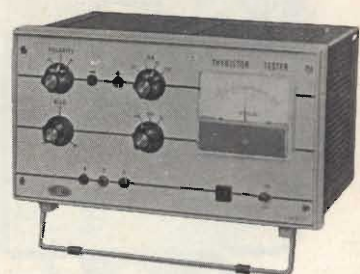
UK 450/S
Generatore Sweep-TV

UK 470/S
Generator Marker
con calibratore a cristallo

UK 460/S
Generatore di segnali FM
80 ÷ 109 MHz

UK 575/S
Generatore di onde quadre
20 Hz ÷ 20 kHz

UK 560/S
Analizzatore per transistori
PNP o NPN

UK 580/S
Ponte di misura R-L-C
0 ÷ 1 MΩ 0 ÷ 100 Hz
0 ÷ 100 μF

UK 550/S
Frequenzimetro B.F.
O Hz ÷ 100 kHz

UK 808/S
Apparecchio di prova per tiristori

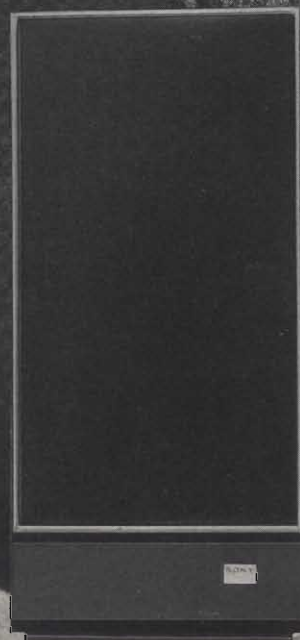
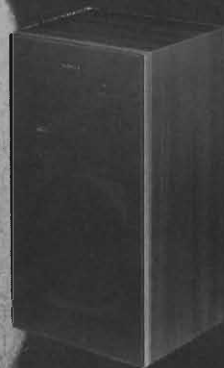
UK 445/S
Wattmetro per B.F.
1,5 ÷ 150 W

UK 405/S
Signal-tracer
100 kHz ÷ 500 MHz

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI

E I MIGLIORI RIVENDITORI

STRUMENTIZZATEVI STRUMENTIZZATEVI

NOVOTest NUOVA SERIE

TECNICAMENTE MIGLIORATO
PRESTAZIONI MAGGIORATE
PREZZO INVARIATO

Classe 1,5 c.c. 2,5 c.a.
FUSIBILE DI PROTEZIONE
GALVANOMETRO A NUCLEO MAGNETICO
21 PORTATE IN PIU' DEL MOD. TS 140

Mod. TS 141 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 71 PORTATE

VOLT C.C.	15 portate:	100 mV - 200 mV - 1 V - 2 V - 3 V - 6 V - 10 V - 20 V - 30 V - 60 V - 100 V - 200 V - 300 V - 600 V - 1000 V
VOLT C.A.	11 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	12 portate:	50 μA - 100 μA - 0.5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	11 portate:	1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 150 V - 300 V - 500 V - 1000 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria)

Mod. TS 161 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 69 PORTATE

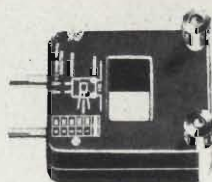
VOLT C.C.	15 portate:	150 mV - 300 mV - 1 V - 1.5 V - 2 V - 3 V - 5 V - 10 V - 30 V - 50 V - 60 V - 100 V - 250 V - 500 V - 1000 V
VOLT C.A.	10 portate:	1,5 V - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
AMP. C.C.	13 portate:	25 μA - 50 μA - 100 μA - 0,5 mA - 1 mA - 5 mA - 10 mA - 50 mA - 100 mA - 500 mA - 1 A - 5 A - 10 A
AMP. C.A.	4 portate:	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate:	Ω x 0.1 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata:	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata:	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	10 portate:	1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 30 V - 50 V - 100 V - 300 V - 500 V - 600 V - 1000 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate:	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate:	da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (alim. batteria)

MISURE DI INGOMBRO
mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

scale a 5 colori

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A

CELLULA FOTOELETTRICA
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX

PUNTALE ALTA TENSIONE
Mod. VC5 portata 25.000 Vc.c.

TERMOMETRO A CONTATTO
Mod. T1/N campo di misura da — 25° + 250°

DEPOSITI IN ITALIA:

AGROPOLI (Salerno) - Chiari e Arcuri
Via De Gasperi, 56
BARI - Biagio Grimaldi
Via De Laurentis, 23
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - Elettro Sicula
Via Cadamosto, 18
FALCONARA M. - Carlo Giongo
Via G. Leopardi, 12
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Umberto Boccadoro
Via E. Nicolardi, 1
PADOVA-RONCAGLIA - Alberto Righetti
Via Marconi, 165
PESCARA - GE-COM
Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi
Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

BRITISH MADE

Fidelity Radio Limited

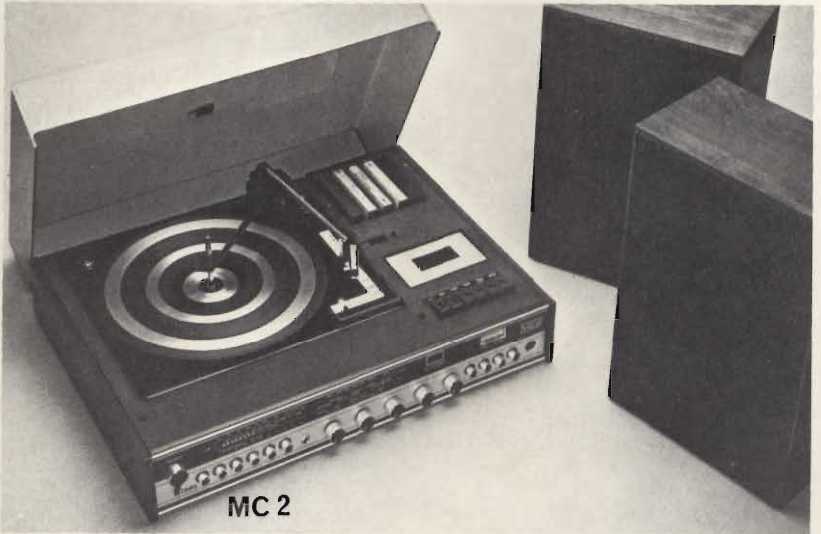
Modello MC2 ZH/2260-00

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi e registratore a cassetta

- *Sezione sintonizzatore*
  Gamme d'onda: OL-OM-FM
  Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 µV; FM 40 µV
  Separazione canali: 25 dB (a 1 kHz)
  Controllo automatico della frequenza.
- *Sezione amplificatore*
  Potenza massima: 7+7 W musicali
  Distorsione: <1% a 4 W
  Frequenza: 40 Hz÷15 kHz ±3 dB
- *Sezione registratore*
  Frequenza: 35 Hz÷16 kHz con cassette al biossido di cromo.
  Distorsione: <2%
  Rapporto S/D: 45 dB
  Controllo automatico del livello di registrazione.
- *Sezione cambiadischi*
  Cambiadischi automatico BSR completo di testina ceramica.
  Pressione d'appoggio: regolabile.
  Dispositivo antiskating.
  Velocità di rotazione regolabile.
  Dimensioni: 530x390x195
- *Casse acustiche*
  Due vie e due altoparlanti.
  Altoparlanti: 1 woofer Ø 165 e 1 tweeter Ø 85,5 mm.
  Cavo di collegamento: 3,6 metri.
  Dimensioni: 254x152x381

AD/0732-00

MC 2

UA6

Modello UA6 ZH/2255-00

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi

- *Sezione amplificatore*
  Potenza massima: 10+10 W musicali
  Distorsione: < 1% a 10 W
  Frequenza: 40 Hz÷15 kHz ±3 dB
- *Sezione sintonizzatore*
  Gamme d'onda: OL-OM-FM
  Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 µV; FM 40 µV
  Separazione canali: 25 dB (a 1 kHz)
  Controllo automatico della frequenza.
- *Sezione giradischi*
  Giradischi Garrard completo di testina magnetica.
  Pressione d'appoggio regolabile.
  Dispositivo antiskating.
  Velocità di rotazione regolabile.
  Dimensioni: 630x375x155
- *Casse acustiche*
  Due vie
  Altoparlanti: 1 woofer Ø 165 e un tweeter Ø 85,5 mm
  Cavo di collegamento: 3,6 metri
  Dimensioni: 245x152x381

AD/0730-00

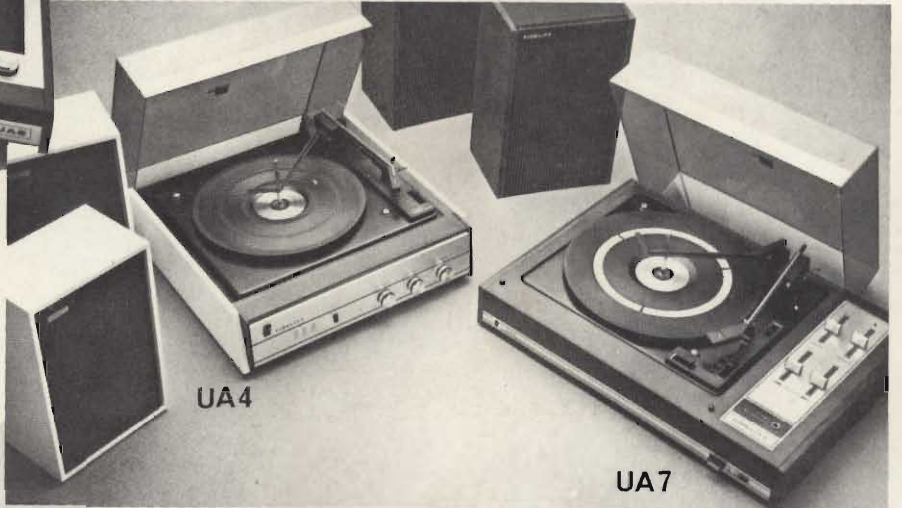
Modello UA3 ZH/2250-00

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi

- *Sezione sintonizzatore*
  Gamme d'onda: OL-OM-FM
  Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 µV; FM 40 µV
  Separazione canali: 25 dB
  Controllo automatico della frequenza.
- *Sezione amplificatore*
  Potenza massima: 4+4 W continui
  Distorsione: <1%
  Frequenza: 40 Hz÷15 kHz ±3 dB
- *Sezione cambiadischi*
  Cambiadischi automatico BSR completo di testina ceramica.
  Pressione d'appoggio: regolabile.
  Dispositivo antiskating.
  Velocità di rotazione regolabile.
  Dimensioni: 395x405x200
- *Casse acustiche*
  Una via e un altoparlante.
  Altoparlante ellittico 204x127 mm
  Cavo di collegamento: 3,6 metri
  Dimensioni: 310x150x200

UA4

UA7

UA3

Modello UA7 ZH/2046-00

Cambiadischi automatico con amplificatore stereo

- *Sezione amplificatore*
  Potenza massima: 4,5+4,5 W mus.
  Distorsione: <1% a 3 W
  Frequenza: 40 Hz÷15 kHz ±3 dB
  Controllo toni: ±12 dB a 100 Hz
- *Sezione cambiadischi*
  Cambiadischi automatico BSR completo di testina ceramica.
  Pressione d'appoggio: regolabile.
  Capacità: 8 dischi.
  Dimensioni: 165x365x498
- *Casse acustiche*
  Una via e un altoparlante.
  Altoparlante ellittico 204x127 mm
  Impedenza: 8Ω
  Cavo di collegamento: 3,6 metri.
  Dimensioni: 280x180x115

Modello UA4 ZH/2044-00

Cambiadischi automatico con amplificatore stereo

- *Sezione amplificatore*
  Potenza massima: 2,5+2,5 W r.m.s.
  Distorsione: <1%
  Frequenza: 40 Hz÷15 kHz ±3 dB
  Controllo toni: ±12 dB
- *Sezione cambiadischi*
  Cambiadischi automatico BSR completo di testina ceramica.
  Pressione d'appoggio: regolabile.
  Capacità: 8 dischi.
  Dimensioni: 394x381x184
- *Casse acustiche*
  Una via e un altoparlante.
  Impedenza: 12Ω
  Cavo di collegamento: 2,7 metri.
  Dimensioni: 275x180x120

Fidelity Radio Limited in vendita presso le sedi G.B.C.

subito

G.E.C.

General Electric Company Ltd.

per evitare che il primo **TV COLOR**
a soddisfarvi sia il secondo o il terzo

JCE - 13

G.E.C. il televisore a colori
costruito con la tradizionale serietà inglese

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C. E I MIGLIORI RIVENDITORI